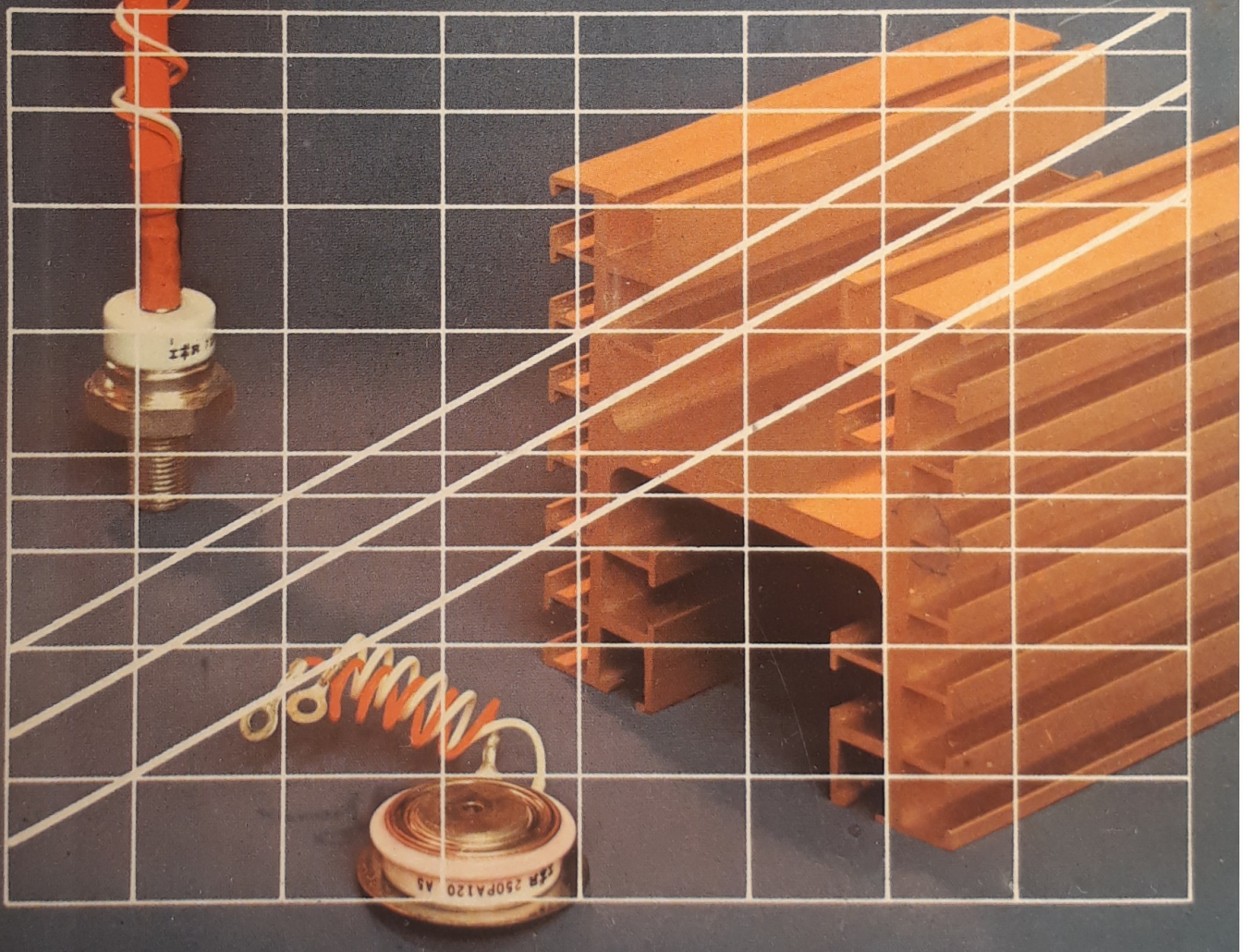
PROYECTO DE FUENTES DE ALIMENTACION

Rectificadores con entrada capacitiva e inductiva

ING. ENRIQUE VILLAMIL



Arbó

PROYECTO DE FUENTES DE ALIMENTACION

Rectificadores con entrada capacitiva e inductiva

por el

ING. ENRIQUE VILLAMIL

Profesor de la Facultad de Ingeniería
de la Universidad de Buenos Aires

Arbó

ARBÓ S. A. C. e I

BUENOS AIRES, ARGENTINA

PROYECTO DE FUENTES DE ALIMENTACION

I. Rectificadores con entrada capacitiva e inductiva

1ª edición: 1976

Copyright 1976, por Arbó S.A.C. e I.,
Buenos Aires, Argentina.
Queda hecho el depósito que marca la ley 11.723

Todos los derechos reservados. Se prohibe la reproducción total o parcial de este libro sin autorización expresa de sus editores.

Impreso en Argentina
Printed in Argentine

Fotografía de la tapa:
Hervé K. Cordón Larios
(Elementos cedidos gentilmente por Rodar S.A.)

A Rogelio Mc Loughlin

Prólogo

En esta obra se presentan los lineamientos a que están sujetos los proyectos de fuentes de alimentación.

Es pretensión que sea de utilidad para ingenieros y estudiantes de los cursos de proyectos.

Debido a su gran simplicidad, el proyecto de fuentes de alimentación da una excelente oportunidad para penetrar en la filosofía de proyectos de sistemas electrónicos. Permiten, en principio, subrayar la validez de las modelaciones simplificativas a que se acostumbra en los cursos teóricos previos, introduciendo los factores de corrección que eliminen el empirismo y conduzcan a la concordancia entre la teoría y la práctica.

Se ha querido cuidar especialmente la forma de razonar, dejando de lado todo lo que sea adopción, sin otro justificativo que la arbritrariedad. Toda decisión de proyecto significa una ventaja y un sacrificio. La solución de compromiso debe ser consecuencia de un proceso de exámen y optimización.

El mayor hincapié se hace para sentar los criterios de selección, raramente establecidos en los cursos previos, los que normalmente se limitan a bosquejar las soluciones.

No se ha pretendido realizar una enciclopedia que tenga respuesta a cuanto problema de rectificación se plantee; más bien se aspira a establecer los criterios de proyecto que permitan encarar con fundamento las decisiones que requieran otros problemas.

El factor económico, de primerísima importancia en todo proyecto, ha sido considerado en todas las decisiones de selección y cálculo, tratando de encontrar reales soluciones bajo las condiciones impuestas.

Se ha cuidado también de introducir al proyectista en aspectos usualmente no contemplados sobre las características de los componentes, especial-

mente la influencia de la tolerancia, temperatura, confiabilidad y condiciones de montaje.

Algunos de estos aspectos tienen un tratamiento limitado, especialmente en lo que hace a la confiabilidad. Una mayor extensión permitiría contemplar las posibles fallas por deriva o envejecimiento y las de tipo aleatorio, pero obligaría a introducir enfoques probabilísticos que recargarían excesivamente el texto.

A lo largo de la obra se dan ejemplos que sirven de orientación, y en muchos casos, en condiciones marginales, para facilitar una discusión de los resultados, puesto que la exposición teórica no ha olvidado la pragmática.

El Cap. 1 contempla el análisis convencional de circuitos rectificadores y puede ser omitido sin mayor pérdida para la lectura posterior cuando se tengan los conocimientos básicos sobre circuitos rectificadores.

Ing. Enrique Villamil

Indice

Prólogo V

Capítulo I: Análisis de circuitos rectificadores 1
I.1 Circuitos rectificadores básicos 2
I.1.1 Características de las fuentes de entrada inductiva . . . 4
I.1.2 Características de la fuente de entrada capacitiva 6
I.2 Análisis de fuentes de entrada capacitiva 9
I.3 Análisis de fuentes monofásicas de entrada inductiva 14
I.3.1 Inductancia crítica 17
I.4 Análisis de fuentes polifásicas de entrada inductiva 19
I.4.1 Inductancia crítica 23
I.5 Análisis generalizado de los sistemas rectificadores 24
I.5.1 Configuración rectificadora paralelo simple 25
I.5.2 Configuración rectificadora paralelo puente 30
I.5.3 Configuración rectificadora serie 32

Capítulo II: Diodos rectificadores 37
II.1 Limitaciones de conducción 40
II.1.1 Sobrecorriente transitoria 42
II.1.2 Constante subcíclica 45
II.2 Limitaciones de bloqueo 46
II.2.1 Tensiones inversas 46
II.2.2 Potencia inversa repetitiva y no repetitiva 48
II.2.3 Corriente inversa 49
II.3 Limitaciones de temperatura 49
II.4 Limitaciones de frecuencia y conmutación 54
II.4.1 Tiempo de recuperación 55
II.4.2 Pérdidas de conmutación 59

Capítulo III: Proyecto de fuentes de entrada capacitiva 61
III.1 Selección del circuito 61
III.2 Selección del capacitor de entrada 65
III.2.1 Corriente eficaz y corrección de temperatura 67
III.2.2 Tolerancia del capacitor 71
III.3 Selección de los diodos 72
III.3.1 Corriente subcíclica máxima 73
III.3.2 Corriente eficaz y cresta recurrente 76
III.4 Dimensionamiento del trasformador 79
III.5 Proceso de cálculo 81
III.6 Ejemplo de aplicación 82

Capítulo IV: Proyecto de fuentes de entrada inductiva 87
IV.1 Selección del circuito 87
IV.2 Inductancia óptima 93
IV.2.1 Resistencia de drenaje 96
IV.3 Pérdida de conmutación 98
IV.3.1 Constante del rectificador 103
IV.3.2 Inductancia de dispersión 105
IV.4 Condición de regulación 107
IV.4.1 Resistencia de trasformador 107
IV.4.2 Resistencia del inductor 110
IV.4.3 Variación de la resistencia con la carga 111
IV.5 Condiciones de corriente máxima 111
IV.6 Condición de zumbido 113
IV.7 Tolerancias de componentes 114
IV.8 Ejemplo de aplicación 114

Capítulo V: Agrupación de diodos 119
V.1 Conexión serie de diodos 119
V.1.1 Ecualización estática 120
V.1.2 Ecualización dinámica 122
V.1.2.1 Ecualización dinámica de diodos de avalancha . 124
V.2 Conexión paralelo de diodos 126

Capítulo VI: Régimen de sobrecarga 130
VI.1 Sobretensiones en los circuitos rectificadores 131
VI.2 Protección contra sobretensiones 136
VI.2.1 Supresión de los transitorios originados por el trasformador 137
VI.2.1.1 Redes de amortiguamiento 137
VI.2.1.2 Dispositivos de protección 139
VI.2.2 Elementos en paralelo con el diodo 142

VI.2.3 Selección de diodos con sobrecapacidad 142
VI.2.4 Eliminación de transitorios de red mediante filtros . . . 143
VI.3 Sobrecorrientes 143
VI.3.1 Corriente de cortocircuito 145
VI.3.2 Reactancia porcentual 146
VI.3.3 Determinación de la constante I^2t de diodo 151
VI.4 Protección contra sobrecargas 152
VI.4.1 Inductancia agregada de protección 152
VI.4.2 Disyuntores de protección 153
VI.4.3 Fusibles 155
VI.4.4 Tolerancia de fusibles de rama 158
VI.4.5 Relación entre fusibles de rama y línea 161
VI.5 Constante de cortocircuito 161
VI.5.1 Configuración paralelo simple 162
VI.5.2 Configuración paralelo puente 163
VI.5.3 Configuración serie 165

Capítulo VII: Proyecto térmico 168
VII.1 Selección del tipo de disipador 170
VII.2 Montaje del dispositivo 170
VII.3 Cálculo del disipador 174
VII.4 Disipador común a varios dispositivos 177

Capítulo VIII: Proyecto de celdas de filtrado 181
VIII.1 Filtros pasivos 181
VIII.1.1 Determinación del número de celdas 184
VIII.1.2 Ejemplo de aplicación 186
VIII.2 Filtros activos 188
VIII.3 Proyecto del inductor de filtro 191
VIII.3.1 Curvas de Hanna 195
VIII.3.2 Ejemplo de aplicación 201
VIII.3.3 Curvas M constante 204
VIII.3.4 Corriente de optimización para régimen de carga variable 207

Capítulo IX: Sistemas de fuentes 209
IX.1 Selección del sistema 209
IX.2 Capacitores de filtro 211
IX.3 Conexiones de alimentación 212

capítulo 1

Análisis de circuitos rectificadores

Todos los equipos electrónicos y muchos sistemas eléctricos requieren para su funcionamiento una tensión de alimentación continua la cual se obtiene, por razones económicas y de rendimiento, a partir de una tensión alterna (normalmente la red de distribución eléctrica domiciliaria) mediante el empleo de rectificadores, pudiendo o no existir estabilización posterior. Este procedimiento será siempre de aplicabilidad cuando se trate de alimentar equipos de cierta potencia, tanto fijos como móviles.

Para un adecuado funcionamiento del equipo, la tensión de alimentación debe tener características bien precisas en lo que a *apartamiento* respecto al valor requerido se refiere. Este apartamiento fijará una tolerancia para la tensión especificada. Por la forma de obtención cabe esperar, además de la tensión contínua, una tensión poliarmónica con la red, cuyo valor, referido a la tensión continua, define el *zumbido* de la fuente.

Será inevitable la presencia de resistencias y reactancias, que definirán a su vez, una *impedancia de salida.* De este modo tenemos como características de la fuente:

E: Tensión continua de salida

$\frac{\Delta E}{E}$: Apartamiento admitidò de la tensión de salida

z: Zumbido $= \frac{\text{tensión eficaz poliarmónica a la salida}}{\text{tensión continua de salida}}$

E_r: Tensión de red nominal

$\frac{\Delta E_r}{E_r}$: Variación de la tensión de red

ω_r: Pulsación de red

R_i: Resistencia interna de la fuente

$r_c = R_i \,.\, \Delta I/E$: Regulación de carga

$$r_e = \frac{\frac{\Delta E}{E}}{\frac{\Delta E_r}{E_r}}$$: Regulación de línea

I: Corriente de carga (podrá haber especificación de máximo y mínimo)

Z_s: Impedancia de salida a la frecuencia f de variación de carga

T_a: Temperatura ambiental (deberá haber especificación de máximo y mínimo)

Para obtener el efecto de rectificación entre la carga y la fuente de energía se debe conectar una especie de "válvula" que conduzca en un solo sentido. Esta "válvula" ideal, que en adelante será denominada *dispositivo rectificador*, conducirá corriente en un sentido, llamado directo, sin intercalar resistencia, de modo de no producir pérdida de energía; cuando la tensión de entrada se invierta, el dispositivo rectificador debe bloquear la conexión, interrumpiendo la corriente.

Como dispositivos rectificadores se dispone de válvulas de vacío, válvulas gaseosas, y una variedad de rectificadores con semiconductores. Estos dispositivos, con sus limitaciones y características, se analizarán en el Cap. II.

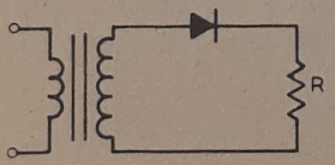


Fig. I.1. Esquema rectificador monofásico de media onda.

I.1. Circuitos rectificadores básicos

El esquema de fuente rectificadora más simple es el indicado en la Fig. I.1, que se conoce como *rectificador monofásico de media onda con carga resistiva*. El trasformador es necesario para obtener la tensión media requerida a la salida del rectificador a partir de una tensión alterna cualquiera. Los inconvenientes mayores de este esquema son: circulación de corriente continua por el secundario del trasformador y alto zumbido sobre la carga.

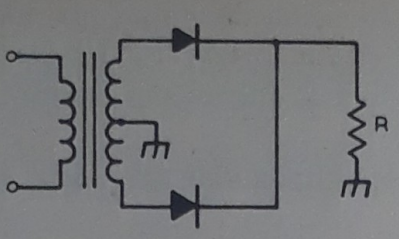


Fig. I.2. Circuito rectificador monofásico de onda completa con derivación.

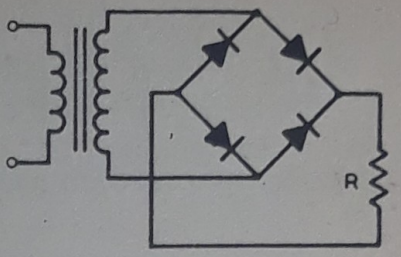


Fig. I.3. Circuito rectificador monofásico de onda completa puente.

Para evitar el primero de los inconvenientes, se recurre a un esquema de rectificación de onda completa, el que a su vez contribuye a una reducción del zumbido sobre la carga. La implementación posible se muestra en las Figs. I.2 y I.3. Estos circuitos se conocen como *rectificadores de onda completa monofásicos con derivación central* y *puente*, respectivamente.

Para evitar el alto zumbido en la salida, debemos impedir que sobre la carga supuesta resistiva circule corriente alterna, o a lo sumo un valor de alterna máximo. Esto se puede conseguir bloqueando la circulación de corriente alterna con una impedancia en serie con la resistencia de carga, que indudablemente, sólo puede ser un inductor; o proveyendo un camino de baja impedancia en paralelo con la resistencia de carga (únicamente puede ser un

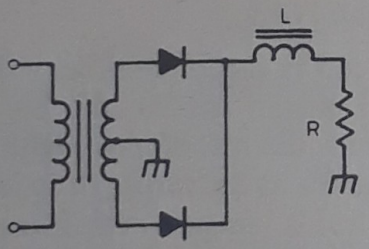


Fig. I.4. Circuito rectificador monofásico onda completa con derivación y filtro de entrada inductiva.

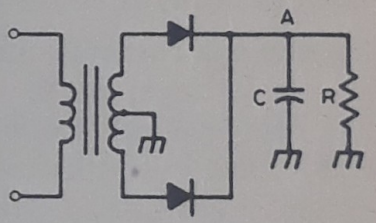


Fig. I.5. Circuito rectificador monofásico de onda completa en derivación y filtro de entrada capacitivo.

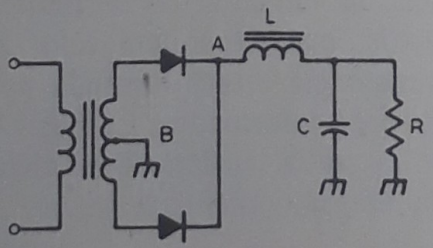


Fig. I.6. Circuito rectificador monofásico de onda completa con derivación y filtro de entrada inductiva. La capacidad C permite reducir el valor de L, manteniendo las características principales.

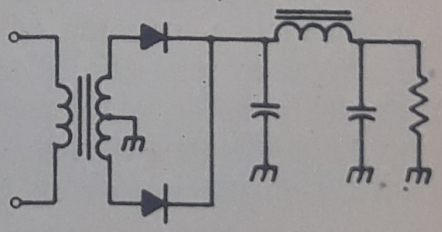


Fig. I.7. Circuito rectificador de entrada capacitiva, monofásico, con derivación. La celda de filtrado adicional permite reducir el zumbido con bajos valores de capacidad de entrada.

capacitor). También puede usarse una combinación de ambos métodos, Figs. I.4. I.5 y I.6. Se trata aquí de *fuentes de entrada inductiva* y *capacitiva.* Es posible, asimismo, conectar celdas de filtrado L-C adicionales, como indica la Fig. I.7.

Conforme a lo expresado, en una fuente de entrada inductiva, debe ser

$$\omega L \gg R \tag{1}$$

y para la capacitiva

$$R \gg \frac{1}{\omega C} \tag{2}$$

siendo la pulsación de zumbido para el caso analizado

$$\omega = 2\,\omega_r \tag{3}$$

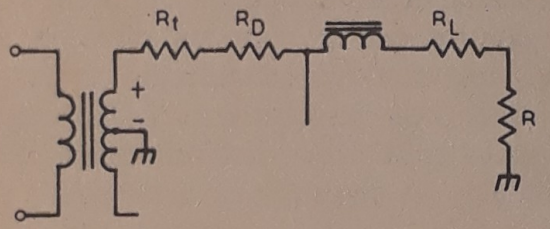


Fig. I.8. Circuito equivalente para un semiciclo del esquema de la Fig. 4.

I.1.1. Características de las fuentes de entrada inductiva

El bloqueo a la corriente alterna se obtiene con la disposición del inductor en serie con la carga; así se logra que por el mismo circule sólo corriente continua. Para que sea factible, al menos uno de los diodos debe estar conduciendo, siendo su corriente instantánea igual a la de carga, y ello implica que siempre exista una conexión directa entre la entrada del filtro y el trasformador. Esta es una de las características principales y distintivas de este tipo de fuente: alguna de las ramas del trasformador, a través del diodo serie que le corresponda, está conectada a la entrada del filtro, cualquiera sea el instante que se considere. Como consecuencia, la variación de corriente de carga producirá una variación de tensión media, que dependerá sólo de la resistencia total en serie con la carga. Esta resistencia estará formada por la resistencia del inductor, de los rectificadores y del trasformador. La Fig. I.8 es el esquema equivalente para un semiperíodo en que la tensión de secundario tiene la polaridad indicada, siendo la resistencia interna de fuente:

$$R_i = R_t + R_L + R_d \tag{4}$$

La regulación de la fuente, en consecuencia, estará dada por

$$r = \frac{\Delta I}{I} \cdot \frac{R_i}{R} \tag{5}$$

Una característica importante de este tipo de fuente es que el filtro no presenta carga para la tensión poliarmónica. Es decir, los VA requeridos a la red y manejados por el trasformador son los exigidos en el proceso de rectificación por la carga de continua, mediando un proceso de rectificación.

En las fuentes de entrada inductiva, el inductor del filtro está muy exigido debido a que el μ_Δ se ve reducido por la circulación de corriente continua, que origina, además, inevitables pérdidas en el cobre. Debido a ello el inductor eleva el costo de la fuente y agrega una parte importante de su peso. Por estas razones, resulta conveniente cualquier modificación que tienda a reducir la exigencia de inductancia, asegurando las características de este tipo de fuente.

Es evidente que cualquiera sea la modificación debe llevar a una menor exigencia de inductancia, y esto implica tolerar circulación de corriente alterna. En este caso, si se quiere mantener el zumbido sobre la carga, se debería disponer en paralelo con la misma un capacitor para dar un camino de paso a la alterna, Fig. I.6. Esto exige que

$$\frac{1}{\omega C} \ll R \tag{6}$$

y además siempre se verificará que

$$\omega L \gg \frac{1}{\omega C} \tag{7}$$

dado que la inductancia es el elemento que limita la circulación de corriente alterna. Para mantener las características de la fuente se debe asegurar una circulación permanente de corriente por el inductor. Es decir, siempre debe estar conectado el trasformador con la carga; esto, por el sentido directivo de conducción de los diodos, sólo se logra si la corriente alterna por el inductor es menor a la continua. Esta condición implica que

$$I_{pa} \leqslant I \tag{8}$$

donde I_{pa} es la corriente alterna de cresta debida a la tensión poliarmónica que pasa por L; I es la corriente de carga. Esta condición nos lleva a la relación (véase Cap. I.3: "Análisis de fuentes de entrada inductiva monofásica").

$$\omega L \geqslant \frac{2R}{3} \tag{9}$$

para una fuente rectificadora monofásica.

La exigencia pasa de ser

$$\omega L = 100 R \gg R \qquad (10)$$

a ser la (9), que significa una reducción en más de 150 veces, manteniendo las características de la fuente.

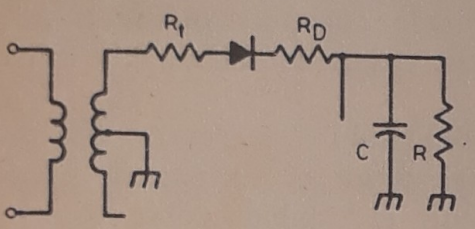


Fig. I.9. Circuito equivalente para un semiciclo del circuito de la Fig. 1.5.

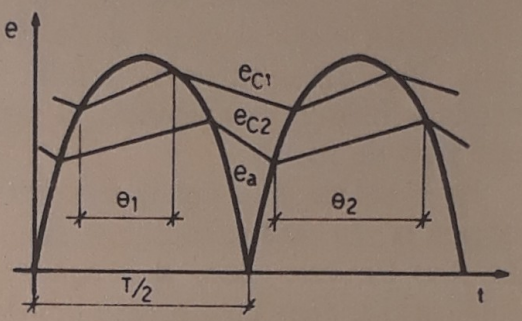


Fig. I.10. Tensión de secundario rectificada y tensiones de salida sobre el capacitor C para dos relaciones de R_s/R. Esta figura permite apreciar cómo varía el ángulo de circulación y la tensión continua mediante esa relación.

I.1.2. *Características de la fuente de entrada capacitiva*

La fuente de entrada capacitiva da lugar a una conexión intermitente entre la carga y el trasformador; en consecuencia la circulación por los diodos será con ángulos menores a 180°, normalmente entre 50 y 100 grados. El ángulo de circulación será tanto más bajo en la medida en que la constante de tiempo de descarga sea alta frente a la de carga, Fig. I.10; es decir,

$$R \gg R_t + R_d = R_s \qquad (11)$$

En este tipo de fuente es necesario que la tensión de secundario del trasformador supere la tensión del capacitor para que los diodos se polaricen en directa, permitiendo la circulación de corriente, como se observa en la Fig. I.10; se observa también que la condición (11) lleva a un alto rendimiento de rectificación; es decir, da lugar a una mayor tensión de continua para un valor de tensión de cresta alterna aplicado. Al estar los diodos inactivos la mayor parte del ciclo en esta configuración, se pueden extraer varias conclusiones:

1) Para poder entregar un valor dado de corriente media deben circular por los diodos puntas de corriente altas, Fig. I.11; es decir, se tendrá una alta relación de corriente de cresta a corriente media. La Fig. I.11b

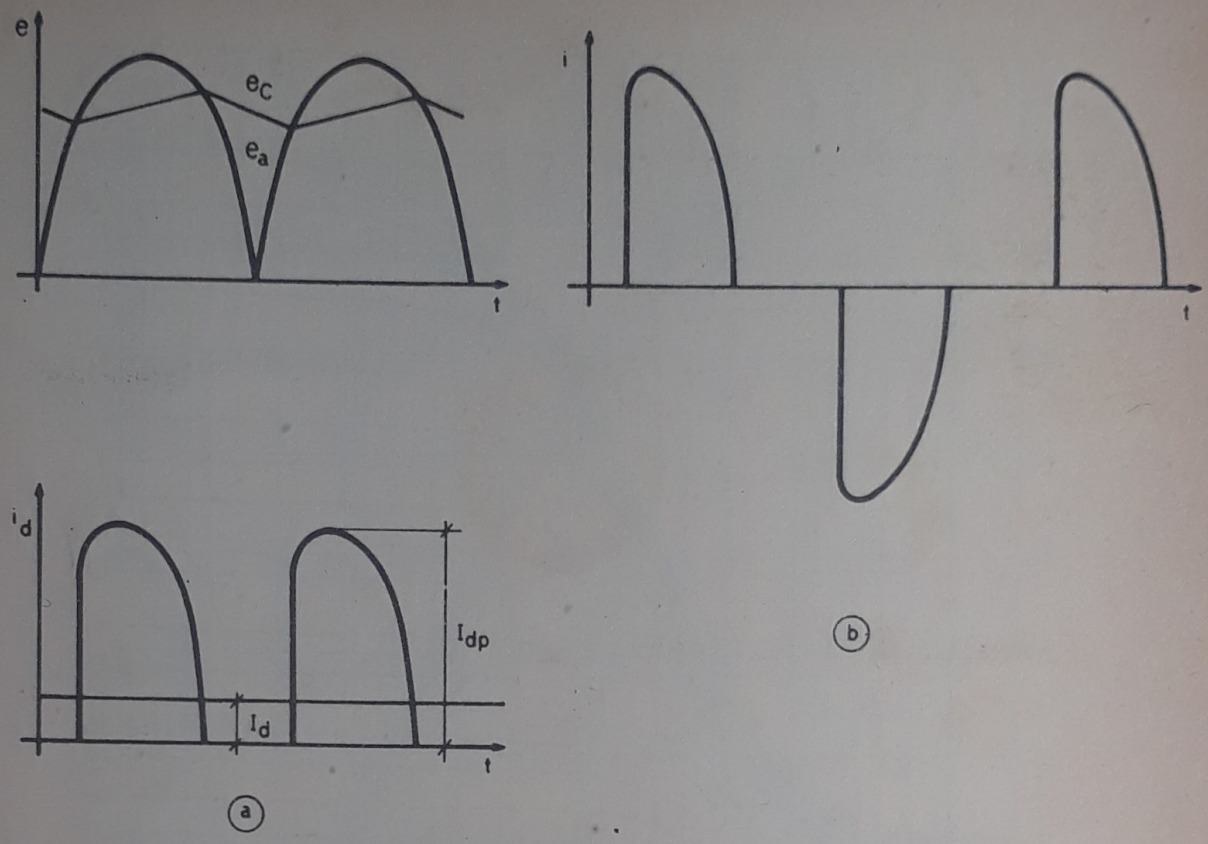


Fig. I.11. a) Corriente instantánea y media a través de los diodos, correlacionada con la tensión secundaria rectificada y la tensión sobre el capacitor. b) Forma de onda de corriente sobre el primario del trasformador para una fuente de entrada capacitiva.

representa la forma de corriente en el primario del trasformador, que muestra un alto contenido poliarmónico.

2) La tensión de salida es muy dependiente de la constante de tiempo de descarga del capacitor en relación al tiempo de repetición de su carga; por lo tanto, la regulación no depende sólo de R_s/R, sino también de la relación RC/T, Fig. I.10, en la medida en que

$$RC/T \gg 1 \qquad (12)$$

o también

$$\omega RC \gg 1 \qquad (13)$$

se tiene mejor regulación y mayor rendimiento de rectificación, pero también ángulos de circulación menores.

3) La presencia del capacitor de filtro de alto valor en paralelo con el secundario del trasformador durante un cierto tiempo da lugar a una elevada

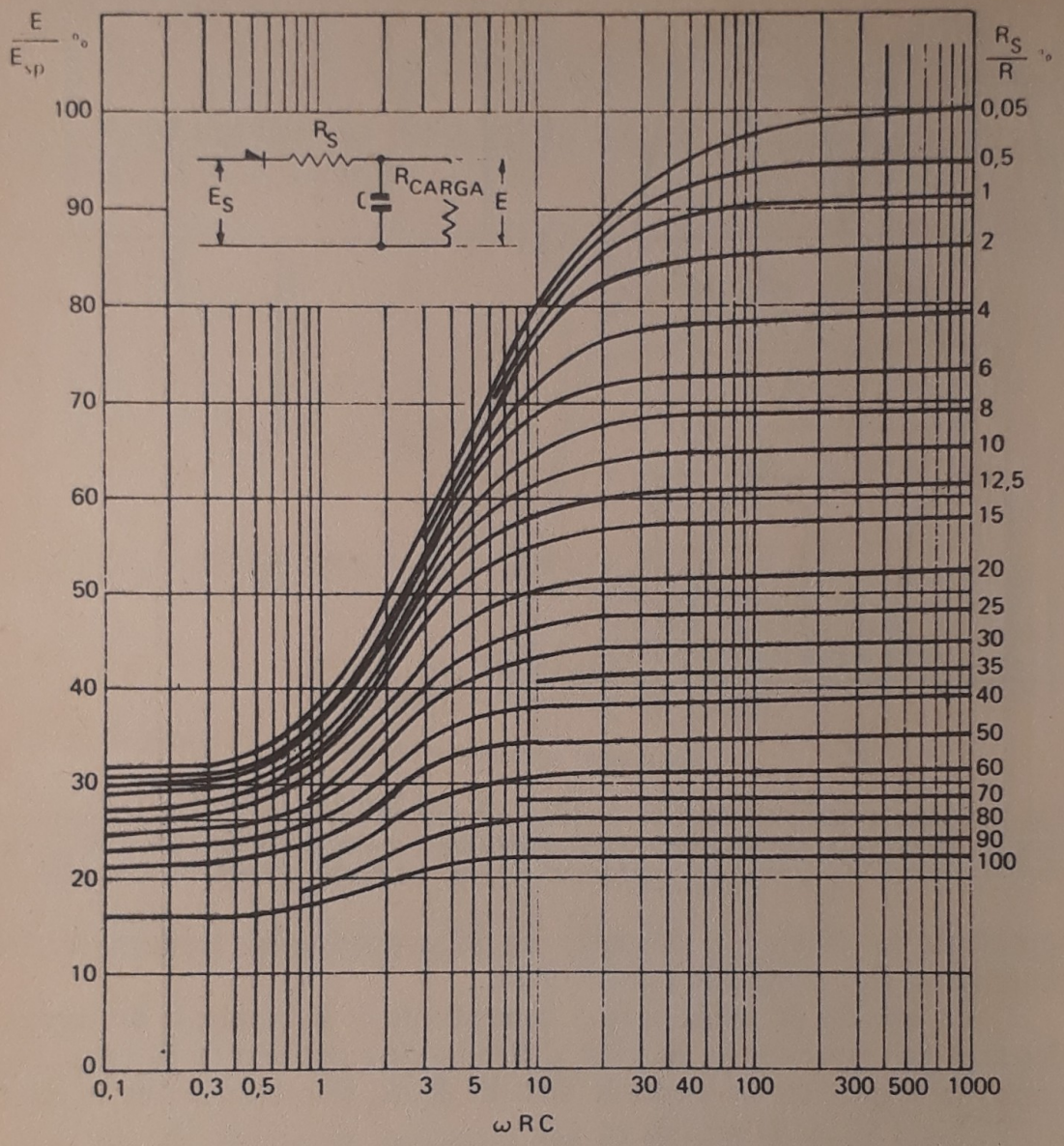


Fig. I.12. Rendimiento de rectificación para fuentes de entrada capacitiva y media onda.

circulación de corriente alterna, incrementando la corriente eficaz demandada a la fuente primaria de energía. Esto se traduce en mayores pérdidas en la resistencia de fuente, y en una mayor exigencia de VA para el trasformador, el que pasa a tener una elevada carga reactiva.

Pero con los inconvenientes citados, las fuentes de entrada capacitiva tienen el mérito de la simplicidad, menor peso, menor costo para potencias de carga reducidas, y tienen menor impedancia de salida que las fuentes de entrada inductiva.

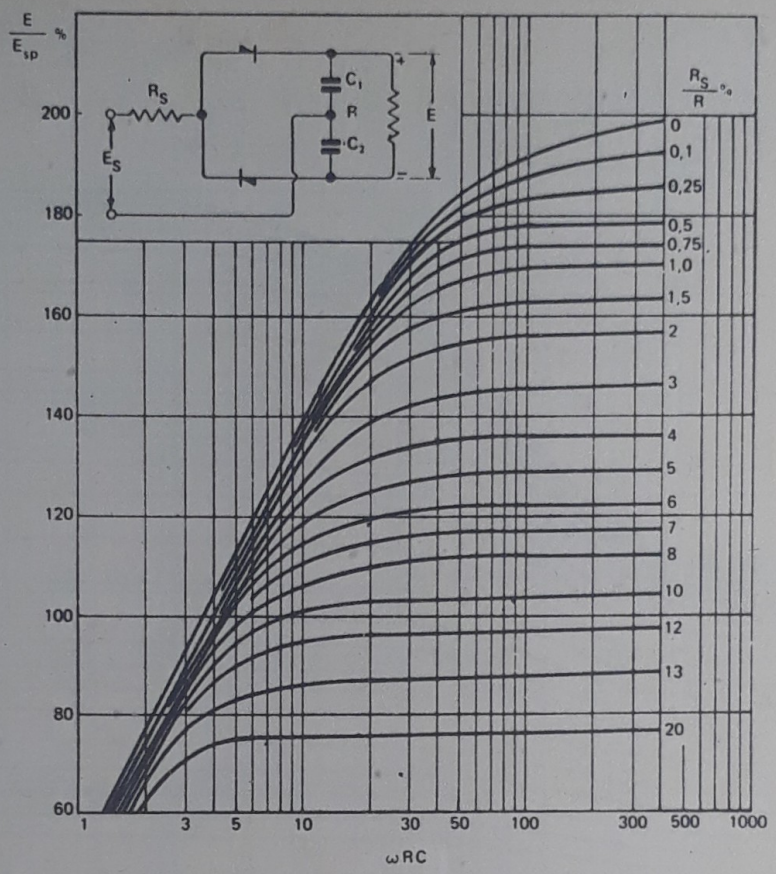


Fig. I.13. Rendimiento de rectificación para circuitos dobladores de tensión.

I.2. Análisis de fuentes de entrada capacitiva

El análisis detallado de fuentes de entrada capacitiva es relativamente complejo y se obviará; podrá consultarse con provecho la obra "Electrónica", de J.D. Ryder. Este análisis lleva a las curvas de Shade, que se indican para distintas configuraciones en las Figs. I.12 a I.17. Estas curvas permiten obtener todos los resultados de interés en este tipo de fuentes. Analizaremos seguidamente estos resultados para una configuración de onda completa.

Con ayuda de la gráfica de rendimiento de rectificación, Fig. I.14, se puede deducir la tensión de secundario de cresta en vacío E_{sp}, impuestos los valores de la tensión continua requerida, la capacidad de entrada, C, la resistencia de carga, R, y la resistencia de fuente, R_s, dada por

$$R_s = R_t + R_d \qquad (14)$$

para la configuración con derivación central, y por

$$R_s = R_t + 2\,R_d \qquad (15)$$

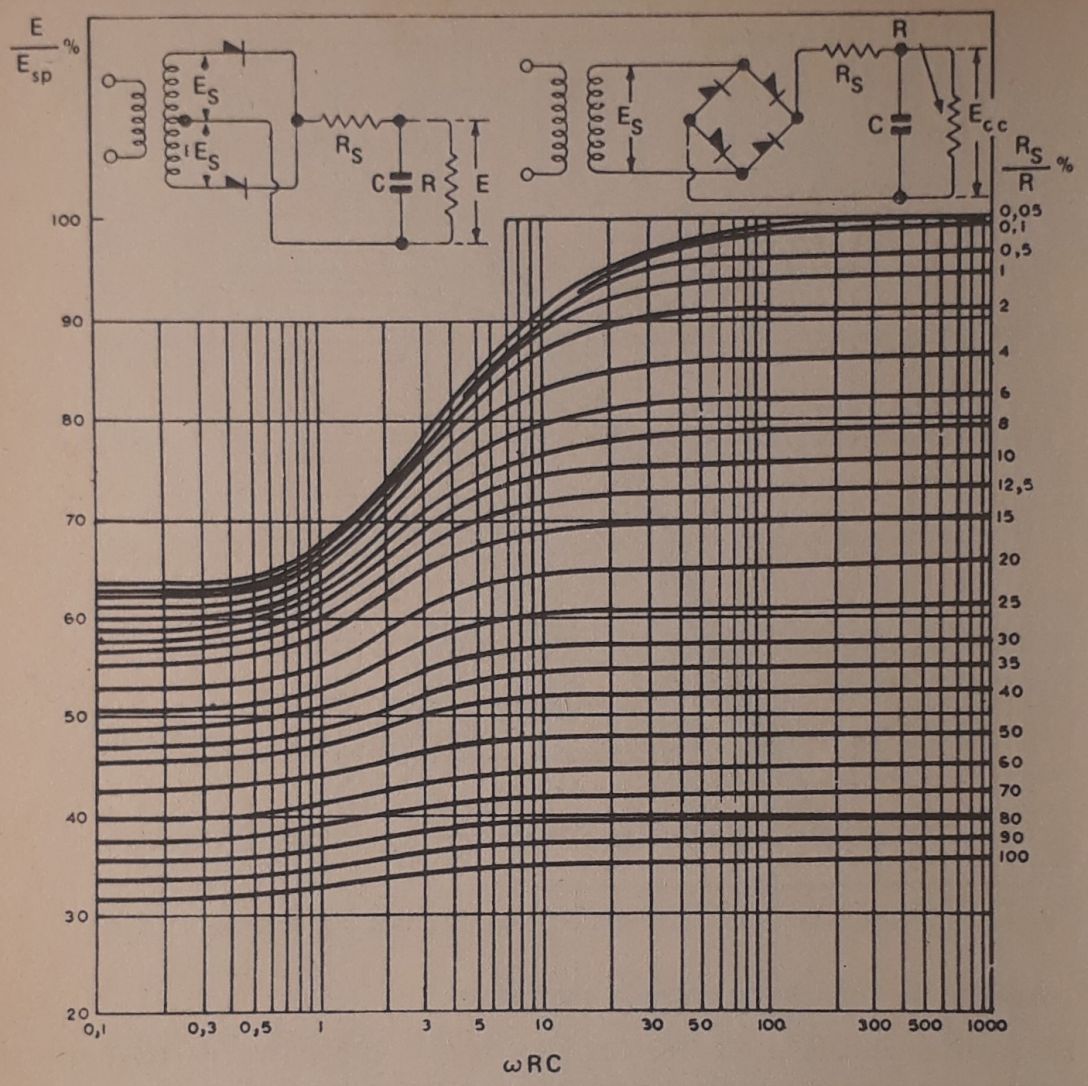


Fig. I.14. Rendimiento de rectificación para circuitos de onda completa.

para la configuración puente, siendo

R_t: resistencia de primario trasferida más secundario
R_d: resistencia media de diodo, que interpreta la caída en el mismo cuando se multiplica por la corriente media.

La tensión de cresta inversa de los diodos se deduce del circuito equivalente en la condición de bloqueo; para el circuito puente, indicado en la Fig. I.18, está dada por la máxima tensión inversa sobre los mismos,

$$e_{i_1} + e_{i_3} = e_s + E \qquad (16)$$

Esta tensión se hace máxima cuando la tensión de secundario pase por su

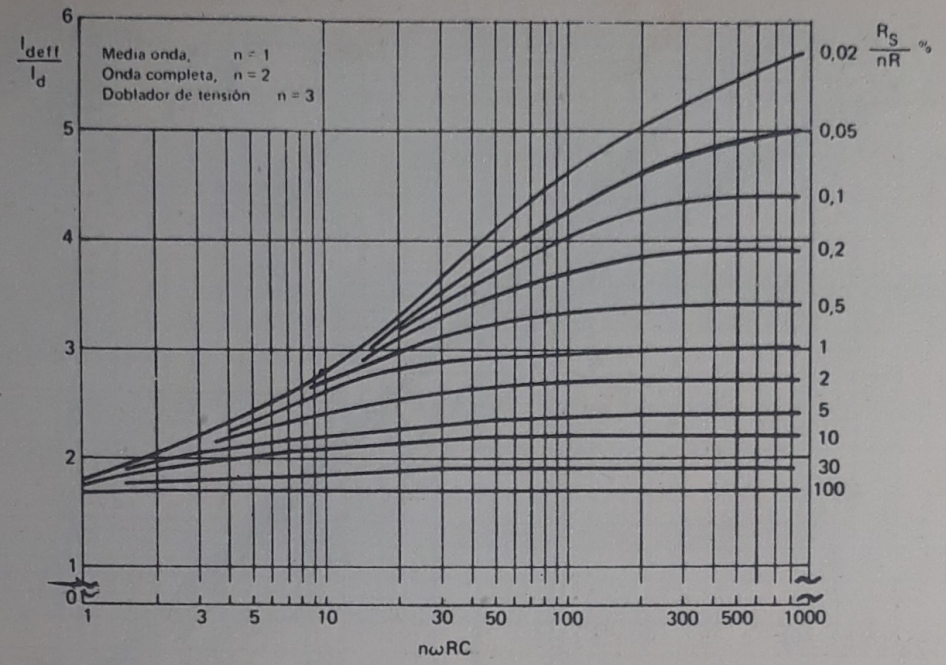


Fig. I.15. Factor de forma de la corriente por el diodo. $n = 1$ para circuitos de media onda, 2 para onda completa, y 3 para dobladores de tensión.

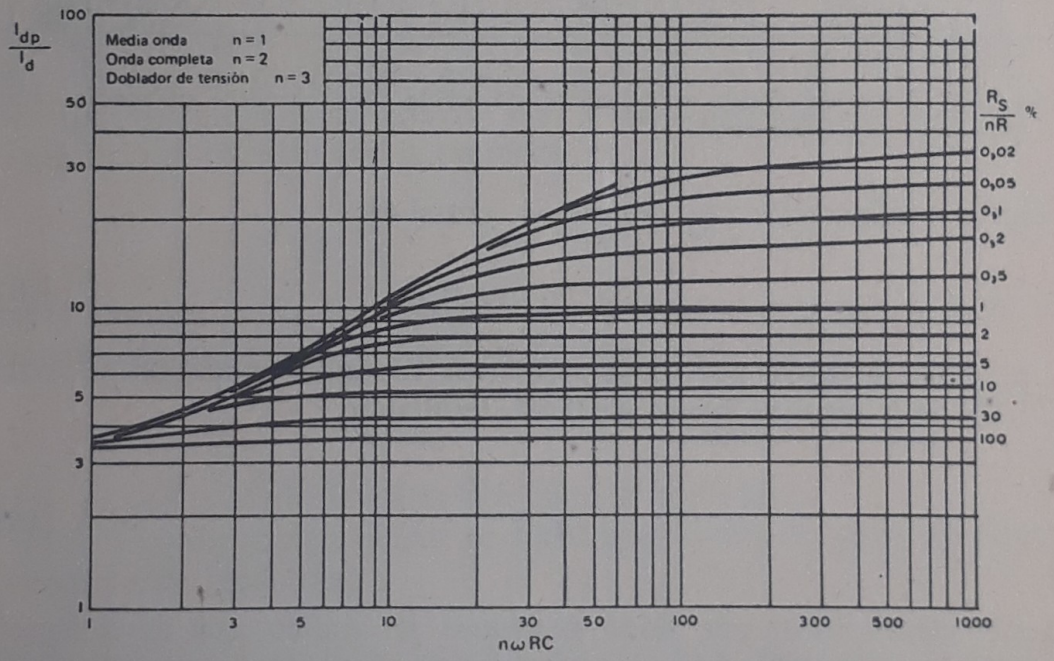


Fig. I.16. Corriente de cresta a media por diodo. $n = 1$ para media onda, $n = 2$ para onda completa, $n = 3$ para dobladores de tensión.

cresta, de modo que considerando igual repartición sobre los diodos y en el peor caso

$$V_{pi} = E_{sp} \qquad (17)$$

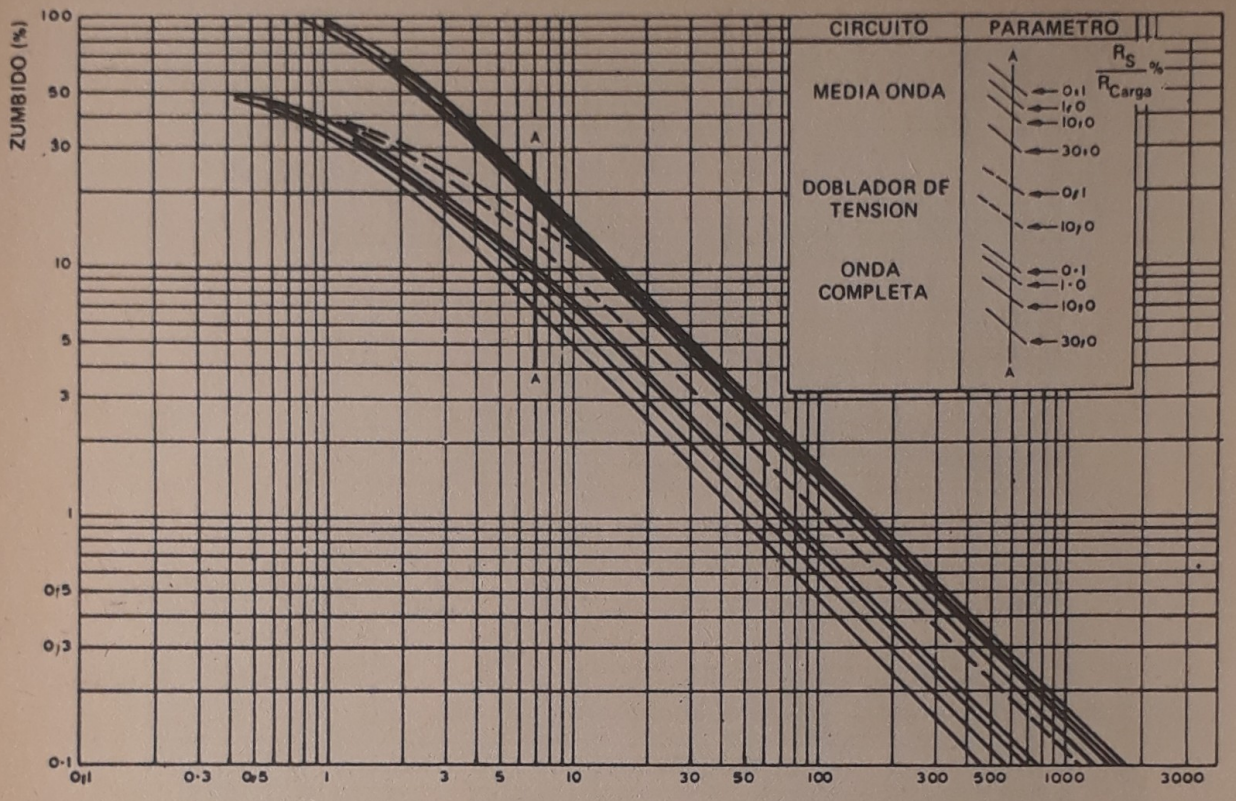


Fig. I.17. Zumbido sobre el capacitor de salida para circuitos de media onda, onda completa y dobladores.

Para la configuración con derivación central es

$$V_{pi} = E_{sp} + E \tag{18}$$

La corriente media por diodo resulta de la simple aplicación al nodo A, Fig. I.18, de la segunda ley de Kirchoff, resultando

$$I_d = \frac{I}{2} \tag{19}$$

La corriente eficaz por diodo se deduce del gráfico, que da el factor de forma de la misma, Fig. I.15, siendo conocidos C, R y la resistencia eficaz de fuente, que se puede aproximar a la resistencia media de fuente dada por (14) o (15). Se obtiene así,

$$I_{def} = I_d \left(\frac{I_{def}}{I_d} \right) = I_d \cdot f_f \tag{20}$$

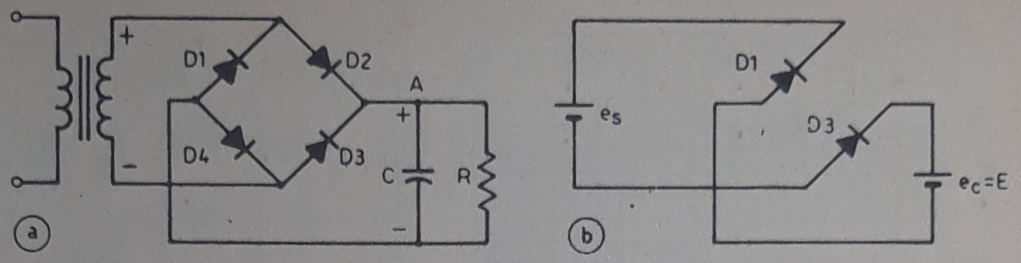


Fig. I.18. a) Esquema del rectificador de onda completa puente de entrada capacitiva. b) Circuito equivalente para un semiciclo, correspondiente a los diodos que soportan mayor tensión inversa.

Esta corriente eficaz es la que permite calcular las pérdidas sobre los elementos resistivos incluídos en la rama de circulación.

La corriente de cresta máxima recurrente por los diodos se obtiene del gráfico de la Fig. I.16, siendo conocidos los valores de C, R, la resistencia cresta de fuente, que se aproxima a la media, y la corriente media por diodo.

Los VA de secundario requeridos están dados por

$$VA_s = 2 E_{sef} . I_{sef} = \sqrt{2}\ E_{sp} . I_{def} \qquad (21)$$

para la configuración con derivación central, por tratarse de dos ramas. El valor de E_{sp} se obtiene del gráfico de rendimiento de rectificación, y la corriente eficaz por rama coincide con la corriente eficaz de diodo. Los VA de primario se calculan con la expresión,

$$VA_p = \sqrt{2}\ E_{sef} . I_{sef} = E_{sp} . I_{def} \qquad (22)$$

puesto que las corrientes poliarmónicas de ambos secundarios trasferidas al primario dan una corriente eficaz de primario, que verifica,

$$I^2_{pr\,(ef)} = n^2\ [I^2_{sef} + I^2_{sef}] \qquad (23)$$

donde I_{sef} es la corriente eficaz por rama de secundario.

Para la configuración puente se tiene igual forma de onda de primario y secundario, de modo que,

$$VA_s = VA_p = \sqrt{2}\ E_{sef} . I_{sef} = E_{sp} . I_{def} \qquad (24)$$

puesto que la corriente eficaz de secundario resulta la suma de las corrientes poliarmónicas eficaces de diodo.

El valor del zumbido a la salida de la fuente se deduce del gráfico de la Fig. I.17, siendo conocidos C, R y la resistencia eficaz de fuente que se aproxima a la media.

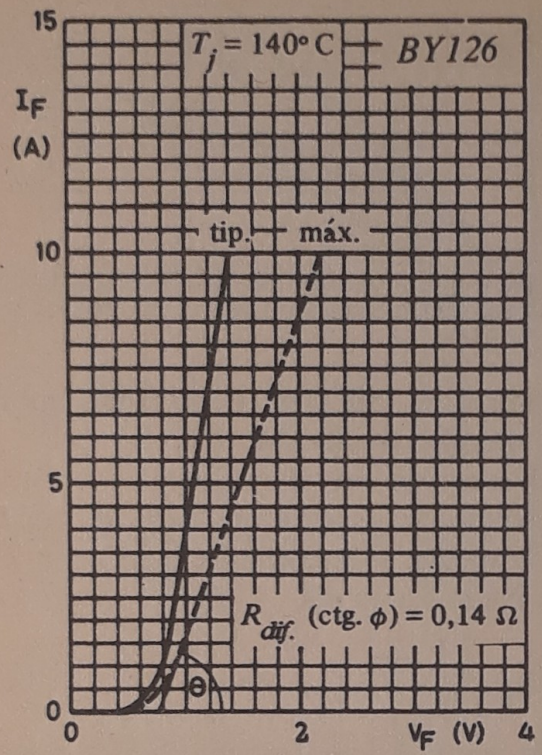


Fig. I.19. Modelación de las características del diodo BY126.

La aproximación de valor de R_s media a los valores de cresta y eficaces se puede considerar satisfactoria en los circuitos implementados con dispositivos semiconductores, dado que esta resistencia está formada preponderantemente por la resistencia de trasformador. La coincidencia es mayor si se modela el diodo por un equivalente formado por una tensión de continua (igual a la tensión de codo de sus características) y una resistencia dinámica en serie. La Fig. I.19 muestra el cálculo de los valores modelados.

I.3. Análisis de fuentes monofásicas de entrada inductiva

Los esquemas usados para este tipo de fuente son los de las Figs. I.6 y I.20. Durante cada semiperíodo se tiene conducción permanente por uno de los diodos que imponen entre los puntos A y B de entrada al filtro, Figs. I.6 e I.20, la forma de onda de secundario de trasformador indicada en la Fig. I.21. El circuito equivalente del sistema rectificador pasa a ser el de la Fig. I.22, donde la tensión rectificada entre A y B se desdobla en una tensión continua a la que se suma una poliarmónica. Suponiendo condiciones ideales, ωL muy elevada frente a la resistencia de carga, se puede considerar que por el inductor sólo circula corriente continua. En este caso, lógicamente, el capacitor C no tendría razón de ser. Si despreciáramos, asimismo, la resistencia del inductor y de los diodos, se pueden encontrar las relaciones formales que permiten especificar el trasformador y seleccionar los diodos.

En el supuesto anterior, la forma de onda de corriente por cada diodo sería

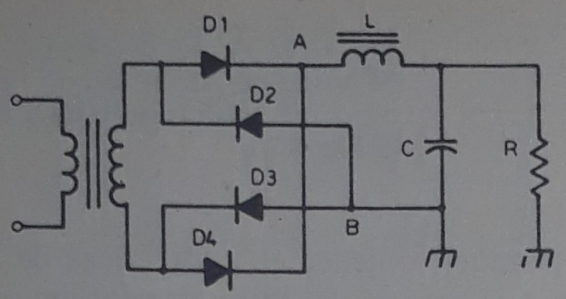


Fig. I.20. Circuito rectificador monofásico puente de entrada inductiva.

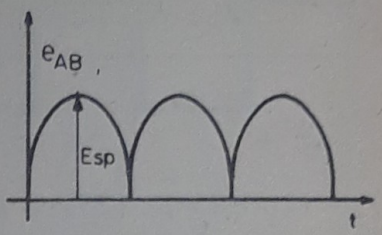


Fig. I.21. Forma de onda de tensión entre A y B para los circuitos de las Figs. 6 y 20.

la indicada en la Fig. I.23. La tensión media sobre la carga será el valor medio de la forma de onda de tensión dado en la Fig. I.21, y vale

$$E = \frac{2\,E_{sp}}{\pi} \tag{25}$$

y despreciando las armónicas superiores a la primera, la tensión alterna se reduce a

$$E_a = \frac{4}{3\,\pi} E_{sp} \tag{26}$$

De la expresión (25) surge la necesidad de tensión de secundario en carga para tener una tensión continua dada. Es común dar el valor eficaz requerido en función del valor de continua deseado,

$$\frac{E_{sp}}{\sqrt{2}\,E} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1{,}11 \tag{27}$$

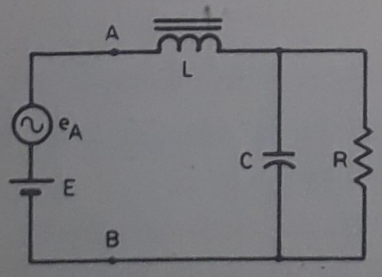


Fig. I.22. Circuito equivalente a la entrada del filtro de los circuitos de las Figs. I.6. y I.20.

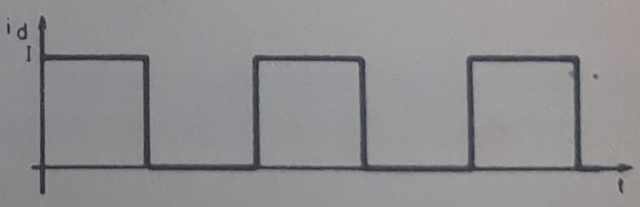


Fig. I.23. Forma de onda de corriente por el diodo si $L = \infty$

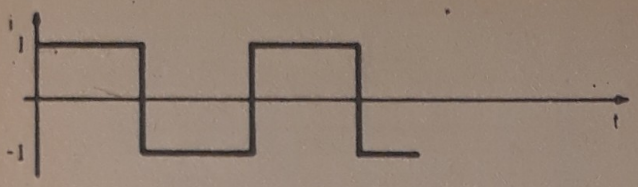


Fig. I.24. Forma de onda de corriente por el secundario del trasformador de la Fig. I.20.

Las expresiones (25) y (26) nos permiten obtener el valor eficaz de la primera armónica de la tensión alterna a la entrada del filtro en relación a la tensión media,

$$E_{a\,ef} = \frac{4}{3}\frac{E_{sp}}{\pi\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}}{3}E = 0{,}47\,E \qquad (28)$$

De este modo podemos calcular el zumbido a la entrada del filtro producido por la fundamental de zumbido,

$$z = \frac{E_{a\,ef}}{E} = 0{,}47 \qquad (29)$$

La tensión de pico inverso por diodo se deduce considerando para el estado de bloqueo la máxima tensión que soporta cada uno. Del circuito equivalente correspondiente surge para el circuito con derivación una tensión

$$V_{pi} = 2\,E_{sp} = \pi\,E = 3{,}14\,E \qquad (30)$$

y para el puente,

$$V_{pi} = E_{sp} = 1{,}57\,E \qquad (31)$$

La relación existente entre la corriente de cresta por diodo y la corriente de carga está dada por

$$I_{dp} = I \qquad (32)$$

Atendiendo a que cada diodo conduce un semiciclo, la relación entre el valor de cresta y el valor medio de la corriente por diodo es

$$\frac{I_{dp}}{I_d} = 2 \qquad (33)$$

Por otro lado, la corriente por rama en una configuración con derivación es igual a la corriente por diodo, y tiene el aspecto indicado en la Fig. I.23. Se deduce que

$$I_{d\,ef} = I_{s\,ef} = \frac{I}{\sqrt{2}} \tag{34}$$

Por haber dos ramas, los VA secundarios están dados por

$$VA_s = 2E_{s\,ef} \cdot I_{s\,ef} = \sqrt{2}\,\frac{E_{sp}}{E} \cdot \frac{I_{d\,ef}}{I} E \cdot I = 1{,}57\,P \tag{35}$$

mienttas que para una configuración puente la corriente por el secundario tiene la forma indicada en la Fig. I.24, de la cual se deduce

$$I_{s\,ef} = I \tag{36}$$

y los VA_s resultan,

$$VA_s = E_{s\,ef} \cdot I_{s\,ef} = 1{,}11\,P \tag{37}$$

En ambas configuraciones las corrientes de primario tienen el aspecto indicado en la Fig. I.24, de modo que los VA_p están dados por

$$VA_p = 1{,}11\,P \tag{38}$$

ya que

$$\frac{I_{pr\,ef}}{I_{s\,ef}} = n = \frac{E_{s\,ef}}{E_{pr\,ef}} \tag{39}$$

I.3.1. *Inductancia crítica*

La condición para que una fuente pueda considerarse de entrada inductiva no es simplemente que el primer componente a la salida de los diodos rectificadores sea un inductor, sino que además exista una conexión permanente entre la entrada del filtro y el trasformador, asegurando bajo zumbido en la carga. Es decir, el ángulo de circulación de los diodos para una fuente monofásica debe ser 180 grados. Esta condición implica circulación

permanente de corriente por el inductor; por el sentido de circulación que imponen los diodos se supedita la corriente de cresta de alterna (de existir) a un valor menor a la continua. Esta condición se cumple siempre en ausencia del capacitor de filtro C; pero si se eliminara éste, la disminución de inductancia se traduce en mayor zumbido sobre la carga.

El agregado de este capacitor tiene por finalidad mantener el zumbido sobre la carga, disminuyendo el valor de inductancia. Esta disminución sólo será factible en la medida en que

$$I_{ap} \leqslant I \tag{40}$$

Con los valores del circuito equivalente, se deduce

$$\frac{4\,E_{sp}}{3\,\pi\,\omega_r\,.\,L} \leqslant \frac{2\,E_{sp}}{\pi\,.\,R} \tag{41}$$

suponiendo

$$\omega\,.\,L \gg \frac{1}{\omega\,.\,C} \tag{42}$$

de donde se infiere la condición

$$L \geqslant \frac{R}{3\,\omega_r} \tag{43}$$

que para el caso límite se denomina *inductancia crítica*,

$$L_c = \frac{R}{3\,\omega_r} \tag{44}$$

Este será, por consecuencia, el mínimo valor de inductancia que puede disponerse para considerar el circuito de entrada inductiva cuando se disponga un capacitor de filtrado adicional C para mantener la condición de zumbido,

$$z = \frac{0{,}47}{4\,\omega_r^2\,LC - 1} \tag{45}$$

Las relaciones anteriores están presentadas en la Tabla IV.1. A fin de ser

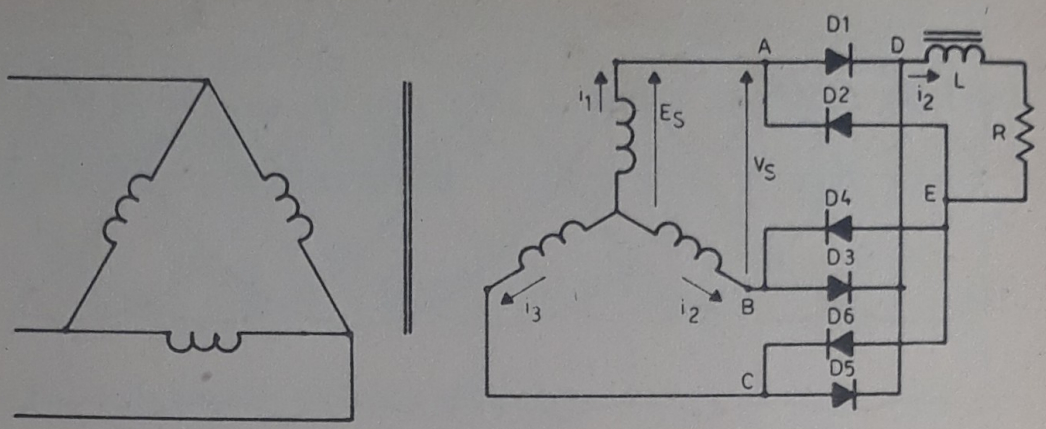


Fig. I.25. Circuito rectificador trifásico puente.

utilizadas en el proyecto de fuentes deben ser corregidas para tener en cuenta los efectos de componentes reales (véase Cap. IV).

I.4. Análisis de fuentes polifásicas de entrada inductiva

En aquellas aplicaciones donde se requieran altas potencias resulta conveniente implementar sistemas de rectificación polifásicos. Existen para ello tres razones:

1) La red de distribución para altas potencias es trifásica,
2) Se aprovechan mejor los componentes
3) El costo de implementación es menor

El análisis de los sistemas polifásicos se simplifica si se idealizan los componentes. Se considera en este análisis que la inductancia es infinita, sin resistencia, que el trasformador no tiene resistencia ni inductancia de dispersión, y los diodos no tienen caída directa. Bajo estos supuestos se deducen los valores que se trasladan a la Tabla IV.1 (véase Cap.IV).

Deduciremos a modo de ejemplo los valores indicados en dicha Tabla para el caso de un sistema rectificador trifásico estrella con conexión puente de diodos, cuyo circuito es el de la Fig. I.25.

La Fig. I.26 muestra la tensión a la entrada del filtro correlacionada con las formas de onda de tensión de las tres fases compuestas, y las corrientes por rama y diodo.

Es fácil ver que las ramas que conducirán serán las que den una tensión compuesta mayor, independientemente de la polaridad. En efecto, para un instante t_1 la tensión más alta corresponde a la formada por las ramas 2 y 3, y en ese instante es positivo B respecto a C; luego conducen los diodos D_3 y D_6. En consecuencia, la tensión sobre D–E a la entrada del filtro está impuesta por la tensión entre B y C. Para ese instante, el análisis del estado de los otros diodos lleva a la condición de bloqueo. Para otro instante t_2, es

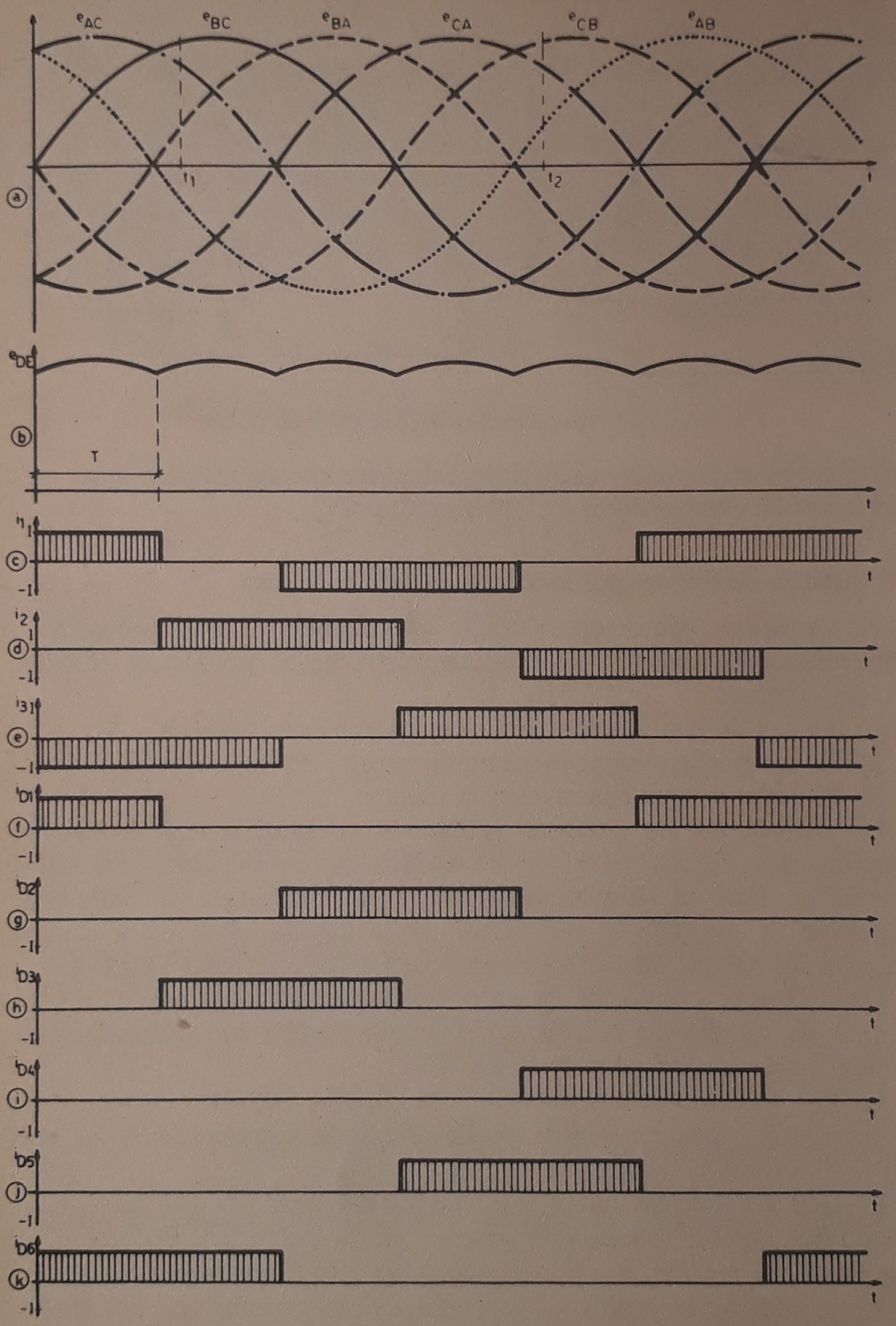


Fig. I.26. Formas de onda correlacionadas para el circuito rectificador trifásico puente de la Fig. I.25. a) Formas de onda de tensión compuesta; b) forma de onda de tensión a la entrada del filtro; c), d) y e) formas de onda de corriente por rama del trasformador; f) a k) formas de onda de corriente por los diodos.

positivo C respecto a B y superior a la tensión compuesta de cualquiera de las otras ramas; en consecuencia conducen D_5 y D_4, imponiendo a la entrada del filtro la tensión e_{CB}. De este modo, la tensión de entrada del filtro tiene el aspecto indicado en la Fig. I.26b.

La tensión media se determina de

$$E = \frac{12}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{6}} V_{sp} \cdot \cos\theta \cdot d\theta = V_{sp} \cdot \frac{6}{\pi} \cdot \operatorname{sen} \frac{\pi}{6} \qquad (46)$$

donde V_{sp} es la tensión de cresta compuesta,

$$V_{sp} = \sqrt{6} \cdot E_{sef} \qquad (47)$$

de donde

$$E = \frac{6\sqrt{6}}{\pi} \cdot E_{s\,ef} \cdot \operatorname{sen} \frac{\pi}{6} = 2{,}34\, E_{s\,ef} \qquad (48)$$

o también

$$\frac{E_{s\,ef}}{E} = 0{,}428 \qquad (49)$$

la tensión eficaz de primera armónica resulta del análisis de Fourier de la señal e_{DE} de la Fig. I.26b,

$$E_{aef} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\frac{2}{\frac{T}{2}} \int_0^{T/2} V_{sp} \cdot \cos\frac{\pi t}{3T} \cdot \cos\frac{2\pi t}{T} \cdot dt \right] = 0{,}0405\, E \qquad (50)$$

que pulsa con

$$\omega = 6\,\omega_r \qquad (51)$$

La tensión inversa máxima de los diodos se determina del circuito equivalente correspondiente. Supongamos que consideramos un instante t_1 en que conducen los diodos D_3 y D_6. Las tensiones inversas sobre los restantes diodos valen:

$$\begin{aligned} e_{i\,D_1} &= e_B - e_A = e_{BA} \\ e_{i\,D_2} &= e_A - e_C = e_{AC} \end{aligned} \qquad (52)$$

$$e_{i\,D_4} = e_B - e_C = e_{BC}$$
$$e_{i\,D_5} = e_B - e_C = e_{BC} \qquad 52$$

Buscando el máximo de los valores anteriores durante la conducción del par D_3–D_6 se obtiene la máxima tensión inversa, que en el intervalo considerado se desarrolla sobre D_4 y D_5. De la Fig. I.26 se observa que

$$V_{pi} = V_{sp} = \sqrt{3} \cdot E_{sp} = 1{,}05\,E \qquad (53)$$

La corriente media por diodo se deduce de la Fig. I.26f a k,

$$I_d = \frac{I}{3} \qquad (54)$$

y la corriente de cresta

$$I_{dp} = I \qquad (55)$$

de modo que la relación de corriente de cresta a media por diodo es

$$\frac{I_{dp}}{I_d} = 3 \qquad (56)$$

y la relación de corriente eficaz por diodo a media es

$$\frac{I_{def}}{I_d} = \sqrt{3} = 1{,}73 \qquad (57)$$

La corriente eficaz por rama, dada en la Fig. I.26c - e, es

$$I_{sef} = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_0^{\frac{2}{3}\pi} I^2 \cdot d\theta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I = 0{,}816\,I \qquad (58)$$

Los VA secundarios se obtienen de sumar los VA de cada rama

$$VA_s = 3\,E_{s\,ef} \cdot I_{s\,ef} = 3 \times 0{,}428 \times 0{,}816 \cdot P = 1{,}05\,P \qquad (59)$$

y los de primario

$$VA_P = 3\,E_{pr\,ef} \cdot I_{pr\,ef} = 3\,E_{s\,ef} \cdot I_{s\,ef} = 1{,}05\,P \qquad (60)$$

I.4.1. *Inductancia crítica*

Las expresiones anteriores suponen inductancia infinita. Este supuesto puede considerarse aproximado si al menos fuese

$$\omega L \geqslant 100\,R \tag{61}$$

pero esto implica una exigencia muy grande para L debido a la circulación de corriente continua. Puede reducirse la exigencia de L manteniendo las características de una fuente de entrada inductiva: éstas se mantienen si existe conexión permanente entre el trasformador y la entrada del filtro, asegurando el mismo zumbido sobre la carga.

El análisis de la primera condición sobre el nodo D de la Fig. I.24 implica que alguno de los diodos D_1, D_3 o D_5 debe estar conduciendo. Dado el sentido direccional de conducción, la corriente i_L debe ser en todo instante superior a cero, exigencia que puede no verificarse por la modificación necesaria para cumplir la exigencia de zumbido.

Para cumplir la segunda condición se debe disponer un capacitor de filtro en paralelo con la carga. Por la disposición del capacitor C, necesario para mantener el zumbido sobre la carga, la corriente por el inductor es

$$i_L = I + i_a = \frac{E}{R} + \frac{e_a}{\omega L} \tag{62}$$

suponiendo

$$\omega L \gg \frac{1}{\omega C} \tag{63}$$

$$\frac{1}{\omega C} \ll R \tag{64}$$

y se debe asegurar que

$$i_L \geqslant 0 \tag{65}$$

condición que implica que, en todo momento, alguno de los diodos que concurren a la entrada del filtro conduce. Para que se cumpla la Ec. (65) la corriente de cresta negativa de alterna debe ser inferior a la corriente media de carga, es decir,

$$\frac{E_{ap}}{\omega L} \leqslant \frac{E}{R} \tag{66}$$

Por (50) resulta el valor de L, que asegura esa condición

$$\frac{\sqrt{2} \cdot 0{,}0405 \cdot E}{6 \cdot \omega_r L} \leqslant \frac{E}{R} \tag{67}$$

es decir

$$L \geqslant \frac{R \cdot 4{,}05}{100\sqrt{2} \cdot 3\omega_r} \tag{68}$$

y la inductancia crítica es

$$L_c = \frac{R}{3\omega_r} \cdot \frac{1}{34{,}8} \tag{69}$$

Es decir, aproximadamente 35 veces menor a la requerida para un circuito monofásico.

El arreglo de la red de filtrado L-C, bajo el supuesto (65), asegura sobre la carga un zumbido

$$z = \frac{0{,}0405}{36\ \omega_r^2\ LC - 1} \tag{70}$$

Las relaciones anteriores están trasladadas a la Tabla IV.1 y no tienen en cuenta los efectos de componentes reales, de modo que en un problema de proyecto deben ser corregidas.

I.5. Análisis generalizado de los sistemas rectificadores

El sistema rectificador más generalizado es el m-fásico, el cual se obtiene de la agrupación de trasformadores conectados a redes mono o trifásicas.

En los análisis que se desarrollarán se supondrá que la corriente de carga es constante. Este supuesto será válido si la fuente tiene un inductor de entrada que bloquee la alterna o bien, siendo la carga resistiva pura, si el número de fases es suficientemente elevado de modo tal que el zumbido presente produzca una corriente alterna despreciable.

Los diodos rectificadores se forman de modo de fijar sobre la carga la tensión más positiva (o más negativa) entre un conjunto de m tensiones polifásicas, Fig. I.27.

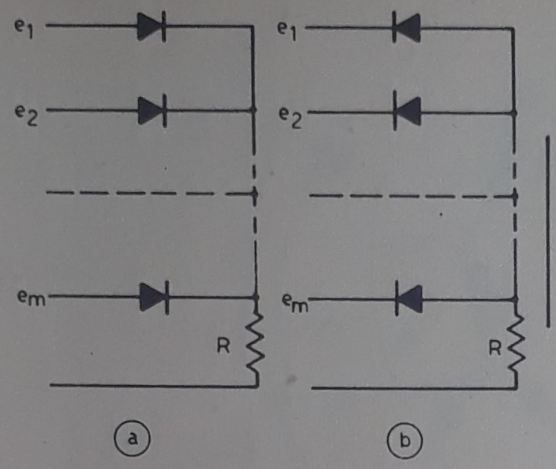


Fig. I.27. a) Circuito rectificador de la tensión más positiva. b) Circuito rectificador de la tensión mas negativa.

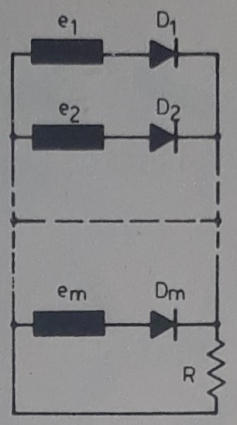


Fig. I.28. Circuito rectificador polifásico paralelo simple o de media onda.

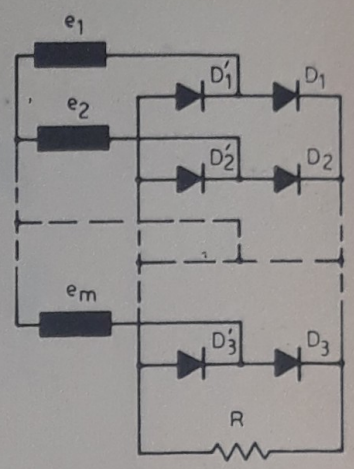


Fig. I.29. Circuito rectificador polifásico paralelo puente.

Cuando el secundario del trasformador se conecta en estrella, entonces se pueden formar configuraciones rectificadoras paralelo simples o puente, Fig. I.28 y Fig. I.29, según que trabaje una fase o rama por vez o dos fases o ramas simultáneamente. En estas configuraciones se suman las corrientes de las m ramas sobre la carga.

Cuando el secundario se conecta en polígono (triángulo para 3 fases) todas las fases conducen simultáneamente; en este caso se dice que se tiene una configuración rectificadora serie, Fig. I.30. En esta configuración se suman las tensiones de las m ramas o fases.

Es posible también agrupar en serie o paralelo las configuraciones dadas, Fig. I.31 y Fig. I.32, para sumar las tensiones o las corrientes.

I.5.1. *Configuración rectificadora paralelo simple*

Cuando se rectifican m tensiones de periodo T, la tensión de salida es igual a

$$e_1 = E_m \operatorname{sen} \omega t \tag{71}$$

durante el intervalo

$$\frac{T}{4} - \frac{T}{2m} < t < \frac{T}{4} + \frac{T}{2m} \tag{72}$$

en el cual e_1 es la tensión más elevada de las m fases. Dado que esta

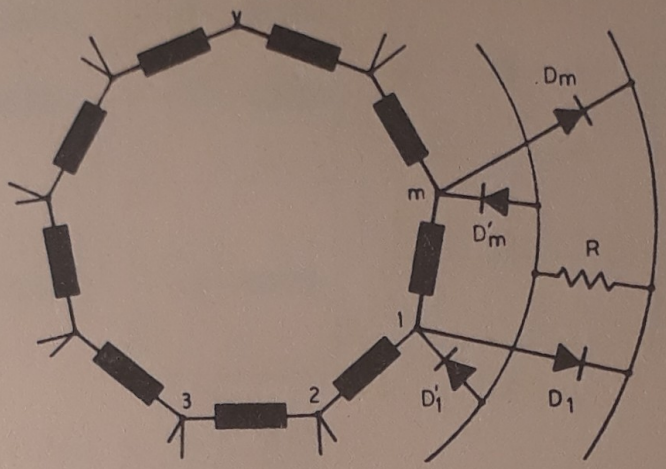


Fig. I.30. Circuito rectificador polifásico serie.

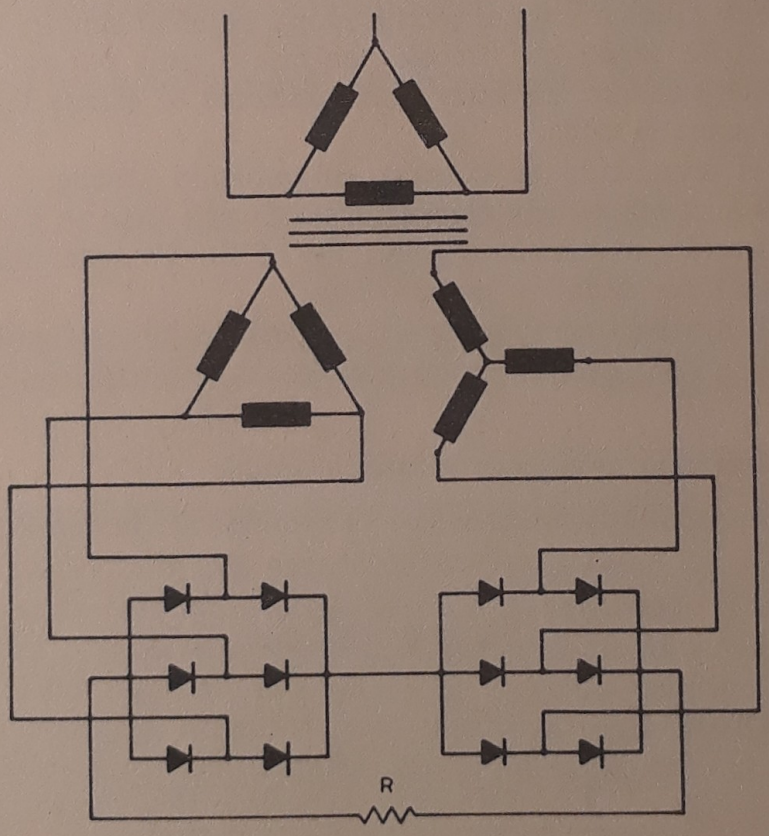


Fig. I.31. Grupo rectificador serie de onda completa.

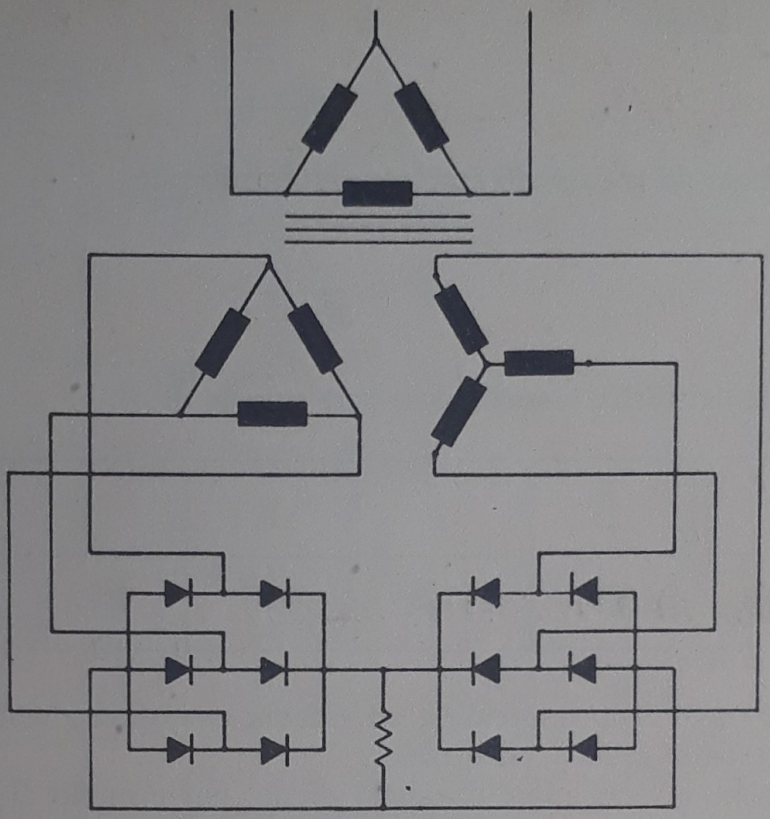


Fig. I.32. Grupo rectificador paralelo de onda completa.

condición se repite sucesivamente para las restantes fases, el valor medio está dado por

$$E = \frac{m}{T} \int_{\frac{T}{4}-\frac{T}{2m}}^{\frac{T}{4}+\frac{T}{2m}} E_m \operatorname{sen} \omega t \, dt = E_m \frac{\operatorname{sen} \frac{\pi}{m}}{\frac{\pi}{m}}. \qquad (73)$$

de donde

$$E_s = \frac{E_m}{\sqrt{2}} = \frac{E}{\sqrt{2}} \frac{\pi}{m} \cdot \frac{1}{\operatorname{sen} \frac{\pi}{m}} \qquad (74)$$

La tensión de cresta de la primera armónica es

$$E_{z1} = E \frac{2}{m^2 - 1} \qquad (75)$$

con una pulsación

$$\omega_{z_1} = m\,\omega_r \tag{76}$$

El zumbido de la primera armónica está dado por

$$z_1 = \frac{\sqrt{2}}{m^2 - 1} \tag{77}$$

a la entrada del filtro, obteniéndose para valores de m:

m	2	3	6	12	18
z (%)	47	17,6	4,03	0,99	0,438

El valor $m = 2$ corresponde a un sistema monofásico derivación; en este caso la estrella se reduce a dos ramas.

La tensión inversa sobre cualquier diodo, por ejemplo D_1, vale sucesivamente,

$$e_i = e_1 - e_1,\ e_1 - e_2,\ \ldots\ldots,\ e_1 - e_m \tag{78}$$

Si m es par la mayor diferencia de tensión respecto de e_1 la da la fase $\frac{m}{2} + 1$,

$$e_{\frac{m}{2}+1} = -E_m \operatorname{sen} \omega t \tag{79}$$

y por consecuencia, la máxima tensión inversa corresponde al máximo de

$$e_i = 2\,E_m \operatorname{sen} \omega t \tag{80}$$

que se obtiene para $\omega t = \frac{3\pi}{2}$, y vale

$$E_{pi} = -2\,E_m \tag{81}$$

Si m es impar, las dos tensiones con mayor apartamiento respecto a e_1

son $\frac{e_{m+1}}{2}$ y $\frac{e_{m+3}}{2}$,

$$e_i = e_1 - e_{\left(\frac{m+1}{2}\right)} = 2E_m \cos\frac{\pi}{2m} \cdot \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{2m}\right) \quad (82)$$

$$e_i = e_1 - e_{\left(\frac{m+3}{2}\right)} = 2E_m \cos\frac{\pi}{2m} \cdot \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2m}\right) \quad (83)$$

La tensión inversa pasa por dos máximos por período para

$$\omega t = \frac{3\pi}{2} - \frac{\pi}{2m} \quad (84)$$

y

$$\omega t = \frac{3\pi}{2} + \frac{\pi}{2m} \quad (85)$$

siendo

$$E_{pi} = e_{imax} = 2E_m \cos\frac{\pi}{2m} \quad (86)$$

Como por cada dispositivo rectificador circula la corriente I de carga durante el tiempo de conducción T/m del mismo, es:

$$I_d = \frac{I}{m} \quad (87)$$

$$I_{dp} = I \quad (88)$$

$$I_{def} = \frac{I}{\sqrt{m}} \quad (89)$$

coincidentes con los valores por fase.

Despreciando las pérdidas, la potencia activa secundaria está dada por

$$P = E \cdot I \quad (90)$$

y los VA_s

$$VA_s = m\, E_s\, I_{sef} = \frac{\pi}{\sqrt{2\,m}} \cdot \frac{1}{\operatorname{sen}\frac{\pi}{m}} \cdot E\, I \qquad (91)$$

de donde se obtiene el factor de utilización del secundario del trasformador,

$$FU_s = \frac{P}{VA_s} = \frac{\sqrt{2\,m}}{\pi} \cdot \operatorname{sen}\frac{\pi}{m} \qquad (92)$$

Reemplazando para valores numéricos de m se obtiene:

m	2	3	6	12	18
FU_s	0,636	0,675	0,55	0,4	0,332

I.5.2. *Configuración rectificadora paralelo puente*

En esta configuración se rectifican m tensiones mediante $2m$ diodos de una salida estrella, conectando a la carga los bornes de salida de las dos fases cuyas tensiones sean más altas.

El valor medio de tensión se ve duplicado respecto a una configuración simple,

$$E = 2E_m \frac{\operatorname{sen}\frac{\pi}{m}}{\frac{\pi}{m}} \qquad (93)$$

de donde

$$E_s = \frac{E_m}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{\sqrt{2}.2m} \cdot \frac{E}{\operatorname{sen}\frac{\pi}{m}} \qquad (94)$$

La tensión de zumbido de la primera armónica está dada para m par por

$$E_{z1} = E \frac{2}{m^2 - 1} \qquad (95)$$

donde

$$\omega_{z1} = m\omega_r \tag{96}$$

y para m impar,

$$E_{z_1} = E\,\frac{2}{4m^2 - 1} \tag{97}$$

donde

$$\omega_{z1} = 2\,m\,\omega_r \tag{98}$$

dado que para m par la tensión rectificada tiene m crestas senoidales, y $2m$ para m impar. El zumbido debido a la primera armónica es

$$z_1 = \frac{\sqrt{2}}{m^2 - 1} \qquad \text{para } m \text{ par} \tag{99}$$

$$z_1 = \frac{\sqrt{2}}{4\,m^2 - 1} \qquad \text{para } m \text{ impar} \tag{100}$$

que permite obtener la tabla de valores siguiente:

m	2	3	6	12	18
z (%)	47,3	4,03	4,03	0,99	0,438

En el sistema monofásico puente debe considerarse $m = 2$, por suponerse una conexión extrella, y además la tensión eficaz de secundario total será

$$E_s = \sqrt{2}\,E_m \tag{101}$$

La conducción se establece a través de un par de diodos simultáneamente, de modo que durante el período T cada diodo conduce la corriente de carga I durante un intervalo de tiempo T/m. De este modo

$$I_d = \frac{I}{m} \quad ; \quad I_{dp} = I \tag{102}$$

$$I_{def} = \frac{I}{\sqrt{m}} \tag{103}$$

Por cada fase se tiene una corriente I cuando conduce el diodo que selecciona la tensión más positiva y una corriente $-I$ para el diodo que selecciona la tensión más negativa. Es decir, por cada fase se tiene circulación de corriente de amplitud I durante dos intervalos de duración T/m. El valor eficaz de la corriente secundaria por fase es

$$I_s = \sqrt{\frac{1}{T}\left(I^2 \; 2\frac{T}{m}\right)} = I\sqrt{\frac{2}{m}} \qquad (104)$$

Los VA_s están dados en función de la potencia continua por

$$VA_s = m E_s I_s = \frac{\pi}{2}\frac{1}{\sqrt{m}}\frac{1}{\operatorname{sen}\frac{\pi}{m}} \cdot E I \qquad (105)$$

despreciando las pérdidas. El factor de utilización de secundario del trasformador es

$$FU_s = \frac{EI}{VA_s} = \frac{2\sqrt{m}}{\pi}\operatorname{sen}\frac{\pi}{m} \qquad (106)$$

Reemplazando para valores numéricos de m se obtiene

m	2	3	6	12	18
FU_s	0,9	0,955	0,779	0,570	0,469

I.5.3. *Configuración rectificadora serie*

El esquema genérico correspondiente a m fases se indica en la Fig. I.30. Los diodos D_1 a D_m y D'_1 a D'_m funcionan en pares, seleccionando la tensión más alta entre sus puntos de acometida. Esta tensión se puede obtener sumando las tensiones positivas de las m fases.

Es evidente que si m es par, cuando conduzca el diodo D_1 lo hará el diodo $D'_{\frac{m}{2}}$, ya que entre los puntos de acometida del diodo 1 y $(\frac{m}{2}+1)$ se tiene la máxima tensión positiva E_m. Esta tensión se mantiene superior a la que se tiene sobre cualquier otro par de puntos de acometida durante el intervalo de tiempo de 0 a T/m, siendo

$$e_1 = E_m \operatorname{sen} \omega t \qquad (107)$$

$$e_2 = E_m \text{ sen } (\omega t - \frac{2\pi}{m}) \tag{108}$$

$$e_m = E_m \text{ sen} \left[\omega t - 2\pi \frac{(m-1)}{m} \right] \tag{109}$$

Luego, la conducción se desplaza al par $D_2 - D_{\frac{m}{2}+1}$, y así sucesivamente.

Cuando m es impar, por razones de simetría, en el intervalo de 0 a $\frac{T}{m}$ tienen conducción sucesiva los diodos $D'_{(\frac{m+1}{2})}$ y $D'_{(\frac{m+1}{2}+1)}$, Fig. 1.33. Durante el intervalo 0 a $T/2m$ conduce el diodo $D'_{(\frac{m+1}{2})}$ y de $T/2m$ a T/m el diodo $D'_{(\frac{m+1}{2}+1)}$

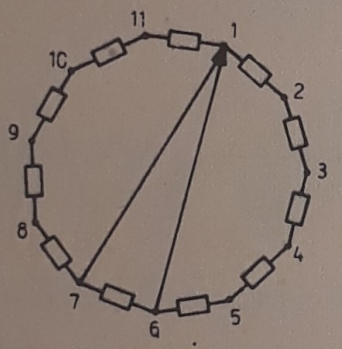


Fig. 1.33. En un sistema m-fásico conectado en polígono, por razones de simetría, cuando conduce el diodo D_1 lo hacen en forma sucesiva los diodos $D'_{\frac{m+1}{2}}$ y $D'_{\frac{m+3}{2}}$.

La tensión a rectificar es en todo instante igual a la suma de las tensiones de fase que sean positivas en ese instante. Por consecuencia, la tensión media será igual a la suma de m valores medios de una semisenoide, es decir,

$$E = m \frac{E_m}{\pi} \tag{110}$$

de donde

$$E_s = \frac{E_m}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{m\sqrt{2}} \cdot E \tag{111}$$

El zumbido de la primera armónica es igual a

$$z_1 = \frac{\sqrt{2}}{m^2 - 1} \quad \text{para } m \text{ par} \tag{112}$$

$$z_1 = \frac{\sqrt{2}}{4\,m^2 - 1} \qquad \text{para } m \text{ impar} \quad (113)$$

que corresponde a los valores

m	3	6	12	18
z (%)	4,03	4,03	0,99	0,438

La tensión inversa máxima sobre los diodos coincide con la tensión máxima de salida, es decir,

$$E_{pi} = \frac{E_m}{\operatorname{sen}\frac{\pi}{m}} \qquad \text{para } m \text{ par} \quad (114)$$

$$E_{pi} = \frac{E_m}{2 \operatorname{sen}\frac{\pi}{2m}} \qquad \text{para } m \text{ impar} \quad (115)$$

Dado que cada diodo está sujeto a la circulación de la corriente I durante el intervalo T/m, resulta

$$I_d = \frac{I}{m} \quad (116)$$

$$I_{dp} = I \quad (117)$$

$$I_{d\,ef} = \frac{I}{\sqrt{m}} \quad (118)$$

Para m par la corriente I se divide en dos partes iguales, de modo que por cada fase circula una corriente $I/2$ en cualquier instante, y por consecuencia

$$I_{s\,ef} = \frac{I}{2} \quad (119)$$

de modo que

$$VA_s = m\,E_s\,I_{s\,ef} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot EI \qquad (120)$$

y el factor de utilización de secundario es

$$FU_s = \frac{EI}{VA_s} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0{,}9 \qquad (121)$$

Para un número impar de fases la corriente se divide en dos caminos que comprenden $\frac{m+1}{2}$ y $\frac{m-1}{2}$ fases, siendo la relación de corrientes igual a la inversa del número de fases. Es decir, por el camino de $\frac{m+1}{2}$ fases circulará una corriente

$$\frac{I}{2} \cdot \frac{m-1}{m} \qquad (122)$$

y esta repartición se hará a intervalos $T/2m$, Fig. I.34. De este modo, la corriente eficaz secundaria es

$$I_{ef} = \frac{I}{2} \frac{\sqrt{m^2-1}}{m} \qquad (123)$$

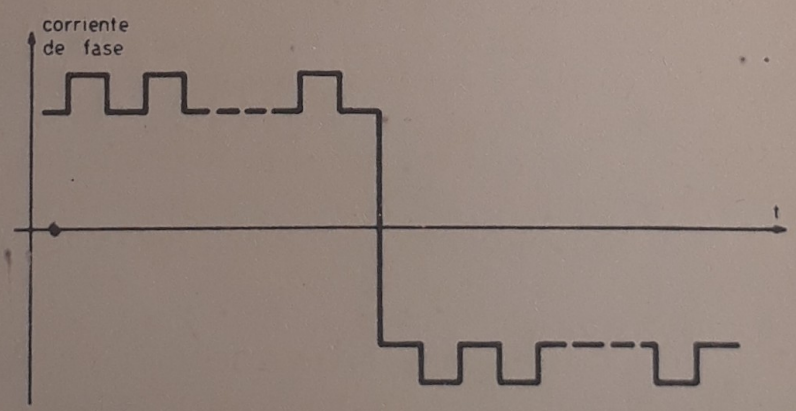


Fig. I.34. En la configuración serie, para *m* impar, la corriente de fase varía en la forma indicada.

y los VA_s están dados por

$$VA_s = \frac{\pi\sqrt{m^2-1}}{2\sqrt{2}\ m}\ EI \qquad (124)$$

de modo que el factor de utilización de secundario es

$$FU_s = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{m}{\sqrt{m^2-1}} = 0{,}9 \cdot \frac{m}{\sqrt{m^2-1}} \qquad (125)$$

Reemplazando valores se obtiene el resultado:

m	3	6	12	18	∞
FU_s	0,955	0,91	0,903	0,901	0,9

capítulo 2

Diodos rectificadores

Los dispositivos semiconductores desplazaron en casi todas las aplicaciones a los dispositivos valvulares por su menor resistencia directa y consiguiente mejor rendimiento; y además, por la eliminación de requerimientos ambientales especiales y del calentamiento de los filamentos. Por tales razones sólo serán considerados en el análisis que sigue los dispositivos semiconductores.

Los semiconductores usuales son los diodos de óxido cuproso, de selenio, de germanio y de silicio.

Los primeros diodos de óxido cuproso, ensayados, fueron rápidamente desplazados por los diodos de selenio; salvo en muy pocas aplicaciones donde la baja caída directa es factor determinante; éstos, a su vez sufrieron el impacto de los diodos de germanio, que corrieron igual suerte con la aparición de los diodos de silicio.

Cada uno de los tipos indicados presenta ventajas particulares que los hacen útiles en ciertas aplicaciones. Se puede decir que la gran ventaja de los diodos de selenio es ser menos susceptibles al deterioro por sobrecargas o sobretensiones transitorias que los diodos de silicio, pudiendo, incluso, recuperarse luego de transitorios enérgicos. Por esta razón los diodos de selenio son útiles en aplicaciones donde la acción de conexión y desconexión dé lugar a elevadas tensiones transitorias. También resultan útiles en la rectificación de altas tensiones y bajas corrientes, utilizando una formación apilada de diodos en serie. Las Figs. II. 1a y II. 1b muestran el área de aplicación recomendada por dos fabricantes de esos dispositivos.

Los diodos de germanio son útiles, en rectificadores de baja tensión, por su superior eficiencia, y por ser menor la caída de tensión directa.

Con excepción de los casos particulares citados, los diodos de silicio dominan ampliamente desde fuentes de baja corriente (algunos mA), hasta requerimientos tan altos como 100.000 A.

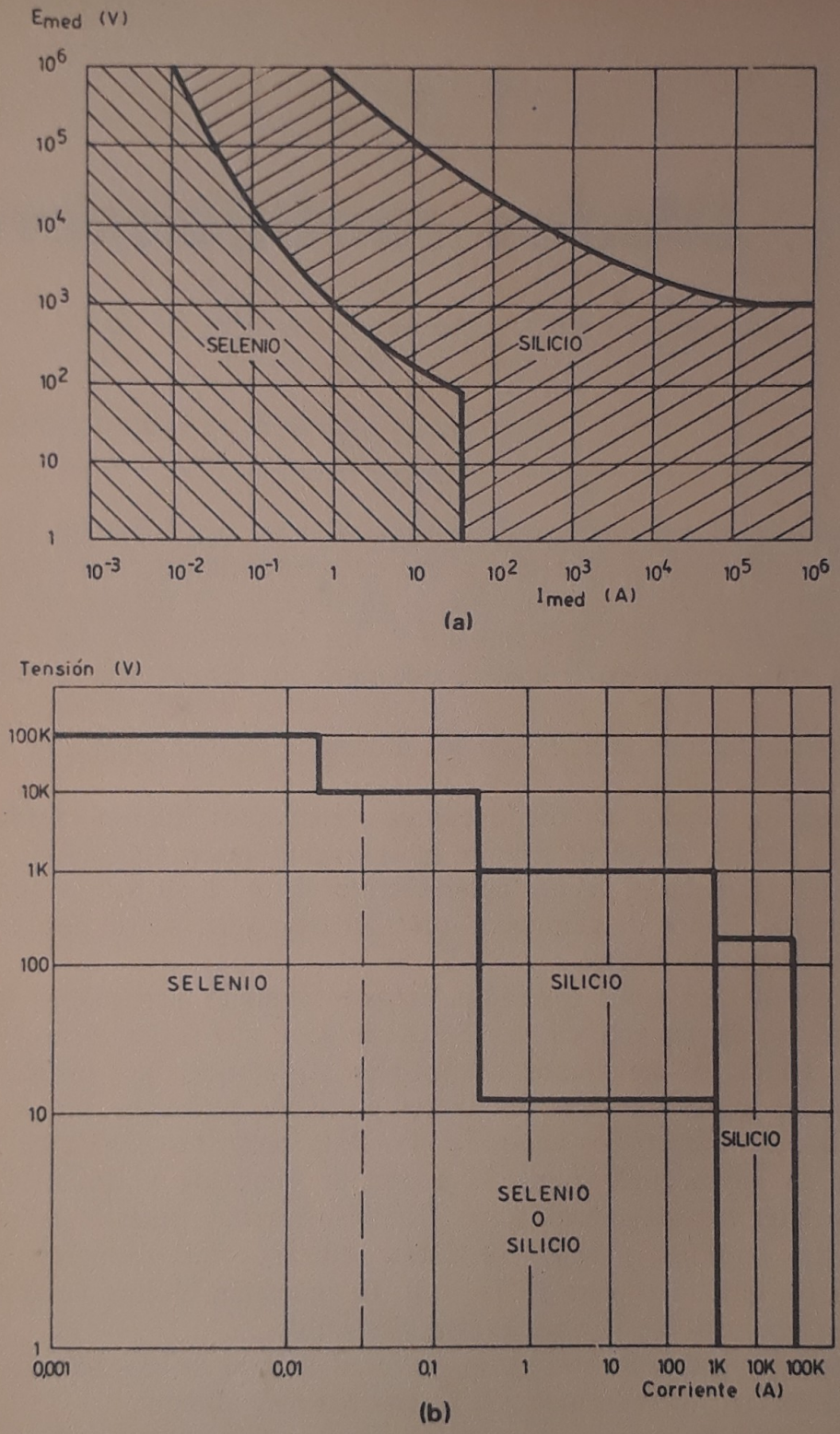


Fig. II.1. Areas de utilización recomendadas para diodos de selenio y silicio, según distintos fabricantes de dispositivos.

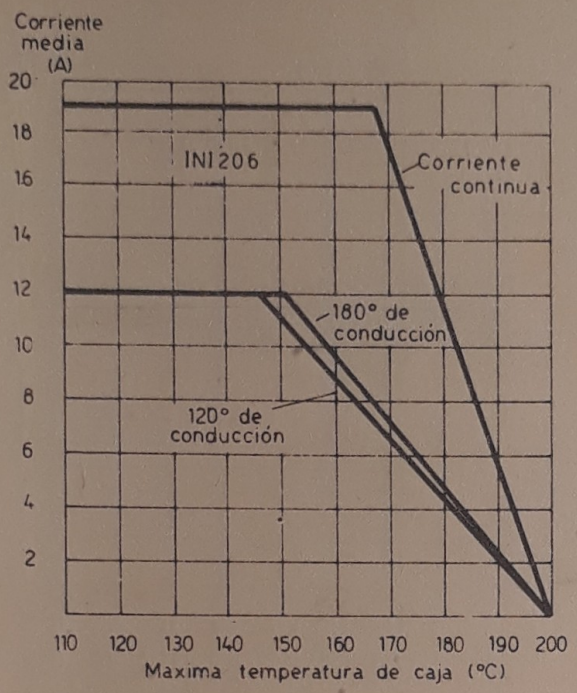


Fig. II.2. Corriente media permitida en función de la temperatura de caja, para régimen continuo y varios ángulos de circulación.

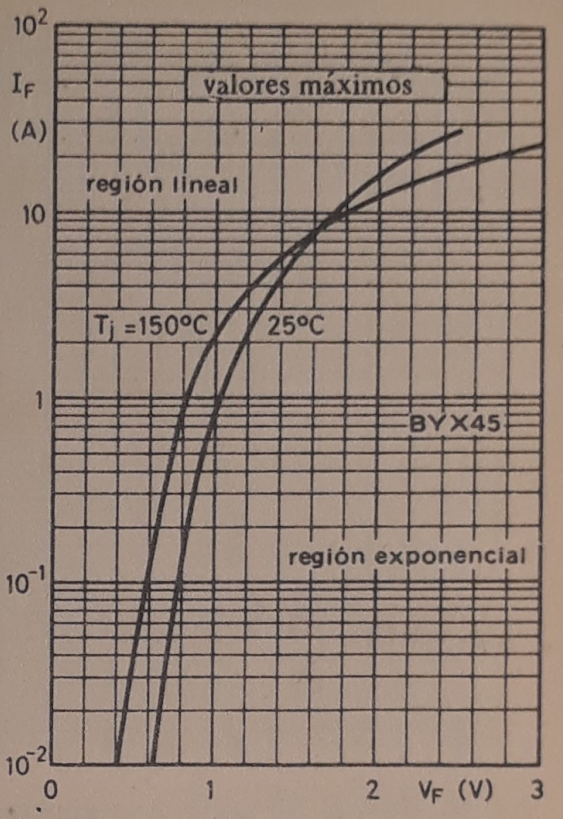


Fig. II.3. Característica directa para dos temperaturas de operación La forma atípica es debida a la escala logarítmica de corriente; notese que para altas corrientes de conducción directa la caída aumenta con la temperatura por estar en la zona de comportamiento ohmico.

El proyecto de fuentes rectificadoras con diodos de silicio exige ciertos cuidados si se desean evitar posibles fallas. Solamente se aseguran con un buen conocimiento de las especificaciones.

Los diodos de silicio, del mismo modo que pueden soportar 1.000 volts de contínua en forma indefinida sin peligro, pueden ser destruidos por un transitorio corto de 1.500 volts, de una duración de 10^{-3} de seg; el transitorio provoca el cortocircuito de la juntura. Las perturbaciones transitorias son inevitables en procesos de rectificación y en instalaciones industriales, pudiendo encontrarse tensiones transitorias tan altas como 5 kV en una línea de distribución de energía. Consecuentemente resulta necesario disponer de elementos supresores, además de una adecuada selección de los diodos. Los del tipo de avalancha controlada presentan menos problemas por la acción del efecto Zener en su característica inversa, que produce un recorte de la sobretensión transitoria, disipando la energía del transitorio sin peligro.

Analizaremos seguidamente las características y regímenes limitativos de

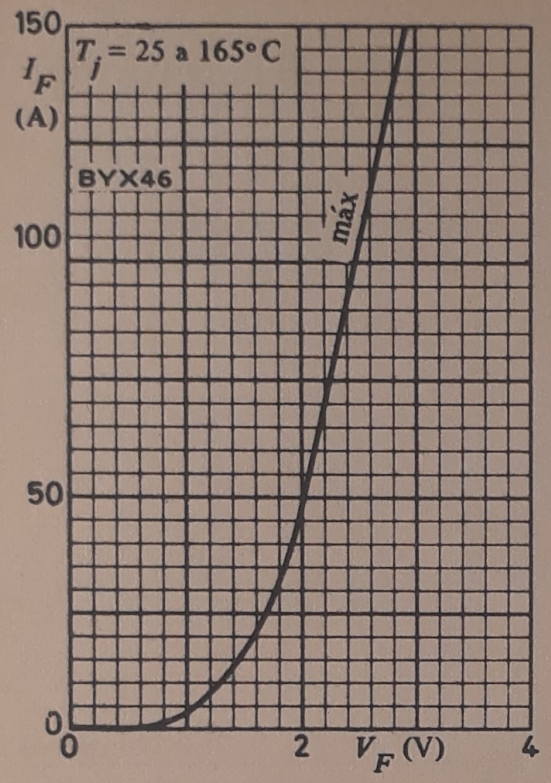


Fig. II.4. Forma típica de la característica de corriente para temperatura y dispersión máxima.

los dispositivos. El valor de régimen máximo que se especifica para ciertas condiciones de ensayo no debe superarse en ninguna circunstancia, de lo contrario se puede deteriorar el dispositivo. Las características, propiedades medibles del dispositivo, se requieren para la selección y el proyecto, y suelen darse en forma analítica o gráfica.

II.1. Limitaciones de conducción

Una limitación básica de los diodos es el régimen de *corriente media directa*, I_o, $I_{F(AV)}$, o I_{FAV}, que se define como la máxima corriente media computada en un ciclo cuando el diodo opera como rectificador de media onda sobre una carga resistiva o inductiva (180° de conducción), para una dada temperatura ambiente (o temperatura de caja, para diodos montados sobre disipadores). Para otras temperaturas u otros ángulos de circulación, es necesario considerar un factor de corrección o ajuste dado por una curva de reducción de corriente, Fig. II.2. En un régimen continuo esta limitación se indica I_F. Cuando los ángulos de circulación son bajos, como en cargas capacitivas, se incluye además, una limitación de *corriente de cresta máxima repetitiva*, $I_{FM(rep)}$, o I_{FRM}, y una especificación de *máxima corriente eficaz directa*, $I_{F(RMS)}$.

La principal característica asociada al régimen de corriente directa es la *caída de tensión directa*. Hay varios modos de especificarla:

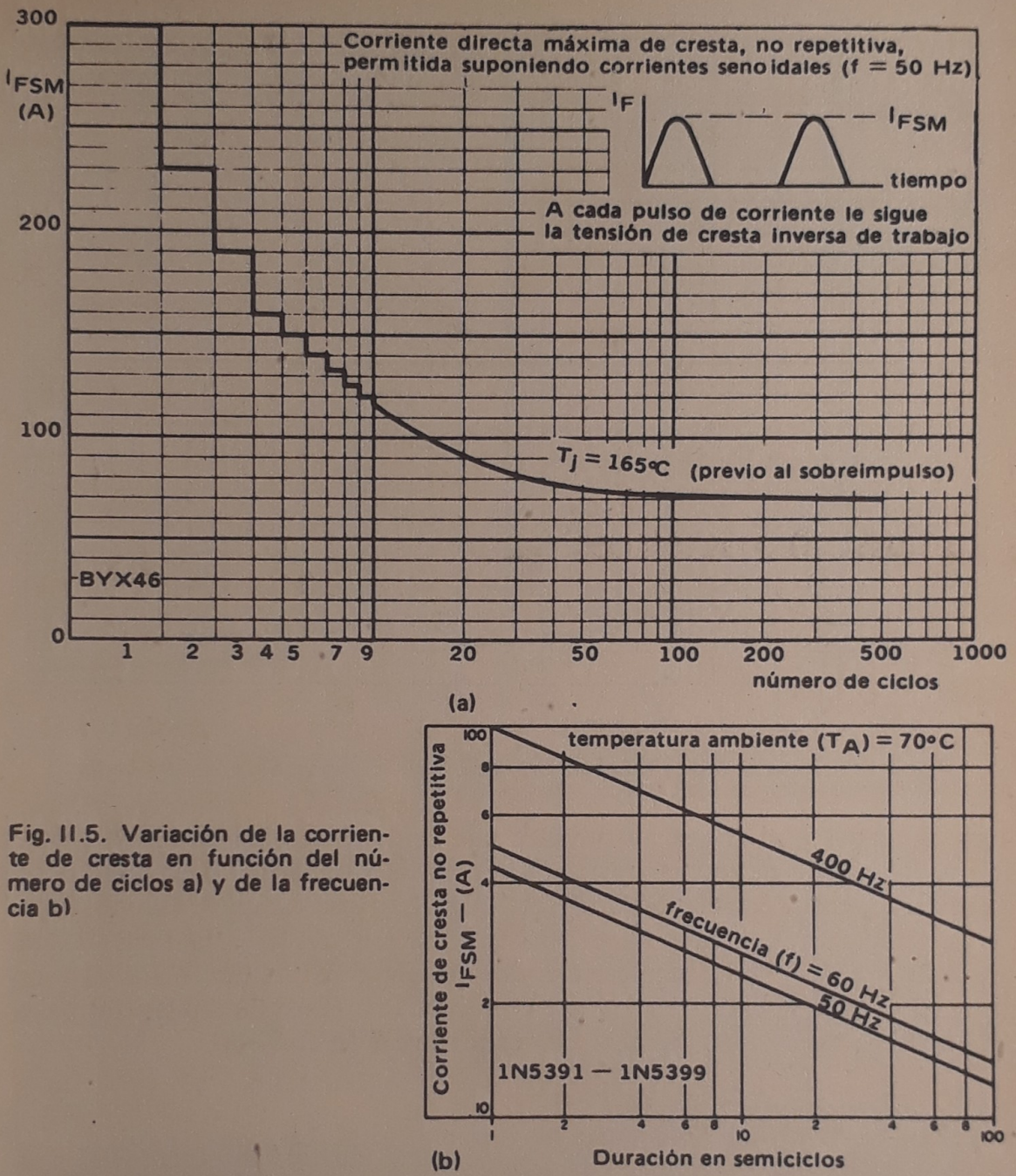


Fig. II.5. Variación de la corriente de cresta en función del número de ciclos a) y de la frecuencia b)

1) *Caida máxima de tensión de cresta directa* (V_{FM}) para una corriente media directa rectificada, especificada sobre carga resistiva.

2) *Máxima caida continua directa* (V_F) para una circulación de corriente continua directa (no corriente media rectificada).

3) *Caida de tensión media directa máxima* ($V_{F(AV)}$), es la caida de tensión directa promedio en un ciclo para una corriente media rectificada directa.

Debido a la alinealidad de la característica del diodo una corriente de

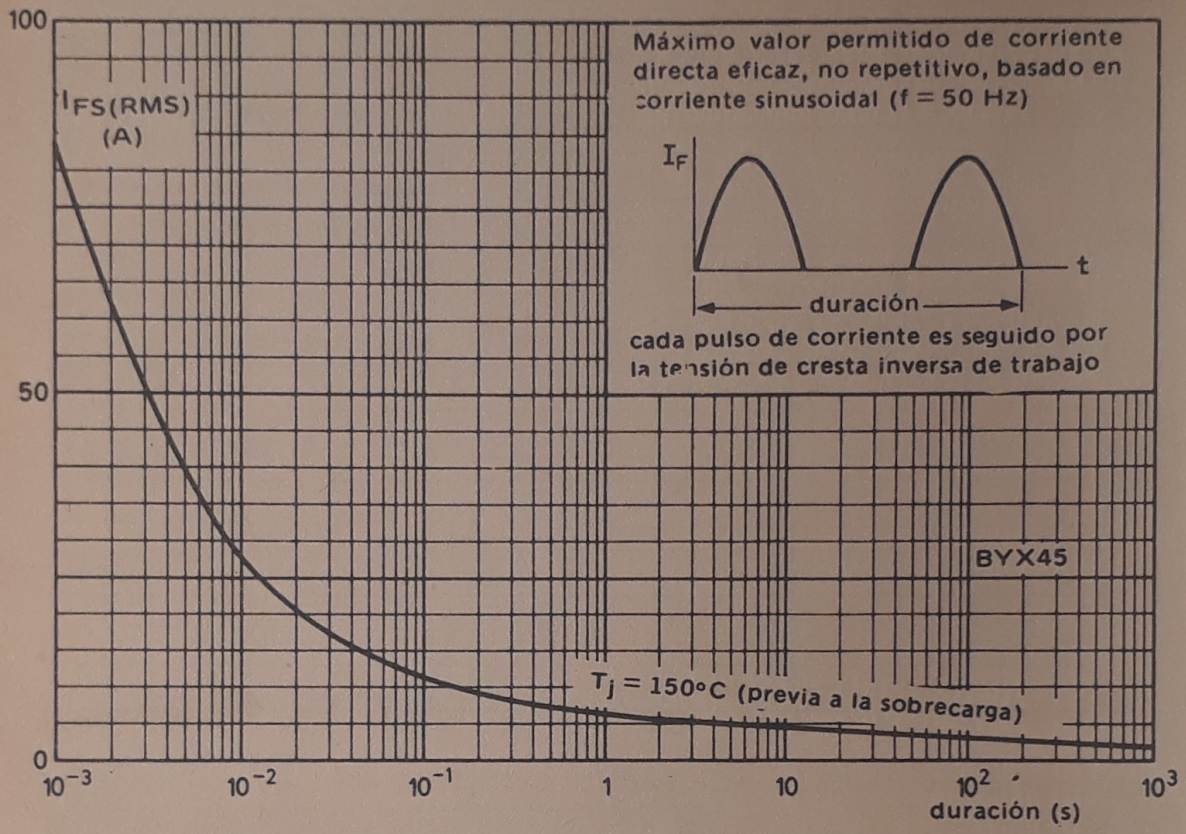


Fig. II.6. Corriente eficaz máxima en función de la duración de la sobrecarga.

torma senoidal a su través no produce una caída de tensión de forma senoidal. A los efectos de una comparación y para calcular las pérdidas directas se suele dar la curva característica directa, Fig. II.3. Esta característica depende de la temperatura, siendo importante conocer las curvas a la temperatura ambiente media y a la temperatura de operación (o próxima). En algunos casos se da sólo la característica que corresponde a la máxima temperatura y para máxima dispersión, Fig. II.4, con escala lineal de corriente.

II.1.1. *Sobrecorriente transitoria*

En muchas aplicaciones la *corriente de cresta máxima instantánea* es más importante que la corriente media directa máxima para hacer la selección del dispositivo. Esta corriente se suele denominar de cortocircuito, de conexión de fuente, o *sobrecorriente transitoria*, atendiendo a sus distintas causas, y se indica $I_{FM(surge)}$, o I_{FSM}. En la mayoría de los casos el elemento limitativo de esta corriente es la fuente, fundamentalmente el trasformador. La duración de esta sobrecorriente dependerá de los elementos de protección, o de la impedancia de la fuente. Los diodos deberán estar capacitados para soportar esta sobrecorriente, sin degradación de sus características durante el tiem-

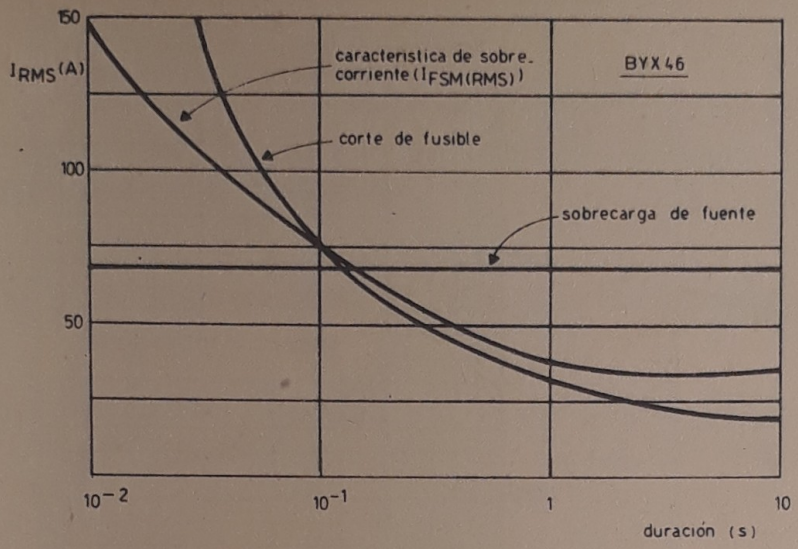


Fig. II.7. Gráfico de coordinación.

po requerido para que actúen los dispositivos de protección, o directamente el tiempo que dure la sobrecarga.

El valor de la corriente de cresta instantánea máxima (I_{FSM}) se da normalmente en la hoja de limitaciones del diodo como el valor máximo de la corriente de cresta permitida en un semiciclo único de corriente de forma senoidal de 50 o 60 Hz (norma europea o americana), para una temperatura del dispositivo correspondiente a los valores de corriente y tensión de régimen; para una frecuencia más alta se tiene un valor mayor de corriente de cresta instantánea máxima permitida, de modo que es importante la referencia de frecuencia.

Este valor es muy útil en la comparación de dispositivos, y muchos fabricantes proveen además una curva de valores máximos de corriente de fuente tolerados en función del número de ciclos de duración, Fig. II.5a y II.5b, o directamente en función del tiempo, Fig. II.6. Esta curva podrá usarse cuando se opere con una forma de corriente senoidal (en el correspondiente semiciclo) –cargas resistivas o inductivas–; deberá ser llevada a valores eficaces para otras formas de onda. En un problema de proyecto se puede opcionalmente:

1) Determinar el requerimiento de protección, selección del tiempo de corte del fusible, fijada una impedancia de fuente y seleccionado el diodo por su capacidad de corriente media.

2) Seleccionado un fusible y el diodo, determinar la impedancia de fuente.

3) Seleccionado un fusible, y especificada por consideraciones de rendimiento o regulación la impedancia de fuente, se deberá seleccionar el diodo.

La solución en cualquiera de los tres casos requiere la construcción de un gráfico de coordinación de los tres factores apuntados. Se construye a ese fin sobre una misma gráfica, Fig. II.7, la característica de sobrecorriente del

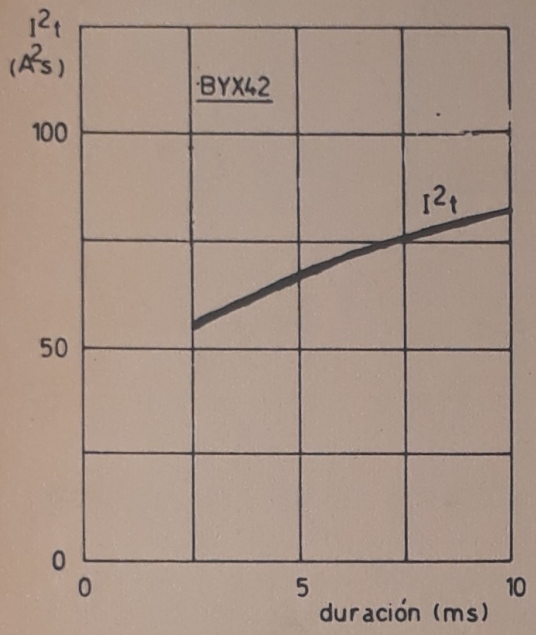


Fig. II.8. Variación de la constante subcíclica con la duración de la sobrecarga.

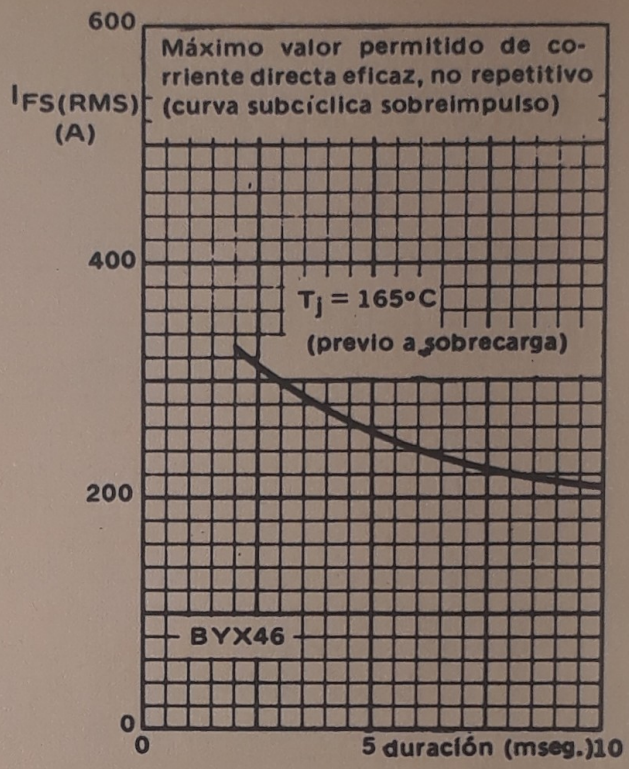


Fig. II.9. Variación de la corriente eficaz de sobrecarga subcíclica con la duración del pulso.

diodo, la característica de corriente de corte del fusible y la corriente máxima de fuente para el circuito adoptado. Por ser de forma senoidal la característica de sobrecorriente especificada usualmente, para obtener la característica de sobrecarga del diodo en valores eficaces se debe modificar la escala atendiendo a la relación,

$$I_{FS(RMS)} = \frac{I_{FSM}}{2} \qquad (1)$$

y la corriente de cortocircuito de fuente está dada por

$$I_{sef} = \frac{E_{sef}}{Z_s} \qquad (2)$$

donde E_{sef} es la tensión eficaz aplicada, y Z_s la impedancia de fuente.

La corriente eficaz normal del diodo, suponiendo un funcionamiento de

régimen máximo y forma de onda senoidal, es,

$$I_{sef} = 1{,}57\, I_F \qquad (3)$$

donde I_F es la corriente media máxima admitida. Luego, la sobrecorriente permitida por el circuito es

$$I_s = I_{sef} - I_{def} = \frac{E_{sef}}{Z_s} - 1{,}57\, I_F \qquad (4)$$

que se debe llevar al gráfico de coordinación. La característica de corte del fusible se traslada al mismo gráfico. La solución será aceptable si el punto de cruce de la característica de fusible y diodo está por encima del cruce de la característica del circuito y del diodo, Fig. II.7.

II.1.2. *Constante subcíclica*

La *constante I^2 . t de limitación de corriente subcíclica* no es realmente una constante, y podrá ser usada en una comparación grosera. La Fig. II.8. muestra la variación de I^2 . t en función de la duración del pulso. Es evidente que en un proceso de selección interesa un alto valor de I^2 . t, puesto que se traduce para la misma duración del pulso de sobrecorriente en una mayor capacidad de corriente de sobrecarga. Para una evaluación se debe observar que el tiempo de comparación sea el mismo (depende de que el origen sea americano o europeo, normas de 60 o 50 Hz). Algunos fabricantes publican una curva de sobrecorriente máxima eficaz en función del tiempo de duración del pulso de corriente dentro del semiciclo, Fig. II.9.

El valor de la *sobrecorriente eficaz máxima* resulta de

$$I_{FS(RMS)} = \sqrt{\frac{(I^2\, t)}{t}} \qquad (5)$$

donde $I^2\, t$ se especifica para un tiempo $t = 10$ mseg o 8,3 mseg, y esta relacionada con la *sobrecorriente de cresta máxima de un semiciclo único senoidal* por

$$I_{FS\,(RMS)} = \frac{I_{F\,SM}}{\sqrt{2}} \qquad (6)$$

para $t = 10$ mseg o 8,3 mseg.

La sobrecorriente de cresta máxima para un pulso único de corriente de

duración menor al semiciclo dependerá de la forma de onda. Si fuese senoidal sería,

$$I_{sp} = \sqrt{2}\, I_{FS(RMS)} \qquad (7)$$

La finalidad de la curva de sobrecorriente en un semiciclo es poder determinar el fusible más adecuado, la impedancia de fuente mínima, o seleccionar el diodo para evitar el uso de fusibles especiales y el incremento de impedancia de fuente. Esta curva corresponde solamente a sobrecargas transitorias dentro del semiciclo; para tiempos mayores al semiciclo se debe usar la curva de la Fig. II.6 y la expresión (1).

II.2. Limitaciones de bloqueo

II.2.1. *Tensiones inversas*

La limitación de la tensión inversa se da por uno o más de los valores siguientes, dentro del rango de temperatura de operación:

1) *Tensión de cresta inversa repetitiva máxima tolerada,* $V_{RM(rep)}$, o V_{RRM}, que es aquella que puede ser aplicada al dispositivo de un modo repetitivo, incluyendo todas las tensiones transitorias repetitivas. Esta tensión no debe excederse bajo ninguna circunstancia, salvo en aquellos casos donde exista una limitación adicional para tensiones transitorias.

2) *Máxima tensión transitoria de cresta inversa,* $V_{RM(no\ rep)}$, o V_{RSM}, valor máximo de tensión que puede ser aplicado al dispositivo de un modo no repetitivo, bajo condiciones especificadas (normalmente el ancho del pulso máximo).

3) *Màxima tensión de bloqueo de continua inversa,* V_R, que es la tensión continua máxima que puede ser aplicada al dispositivo en sentido inverso. En algunos casos esta tensión coincide con $V_{RM(no\ rep)}$.

4) *Máxima tensión eficaz de entrada,* $V_{f(RMS)}$, o $V_{I(RMS)}$, valor máximo de tensión que puede ser aplicado a la entrada de un circuito rectificador monófasico de media onda. Esta limitación se presta a confusión, dado que la limitación determinante es $V_{RM(rep)}$, o V_{RWM}.

5) *Máxima tensión de cresta inversa de trabajo,* $V_{RM(W)}$ o V_{RWM}, que es la máxima tensión de cresta inversa, excluyendo los transitorios repetitivos y no repetitivos, que puede aplicarse al dispositivo en un rectificador monofásico de media onda y carga resistiva.

II.2.2. *Potencia inversa repetitiva y no repetitiva*

En los diodos del tipo de avalancha controlada se especifica también la

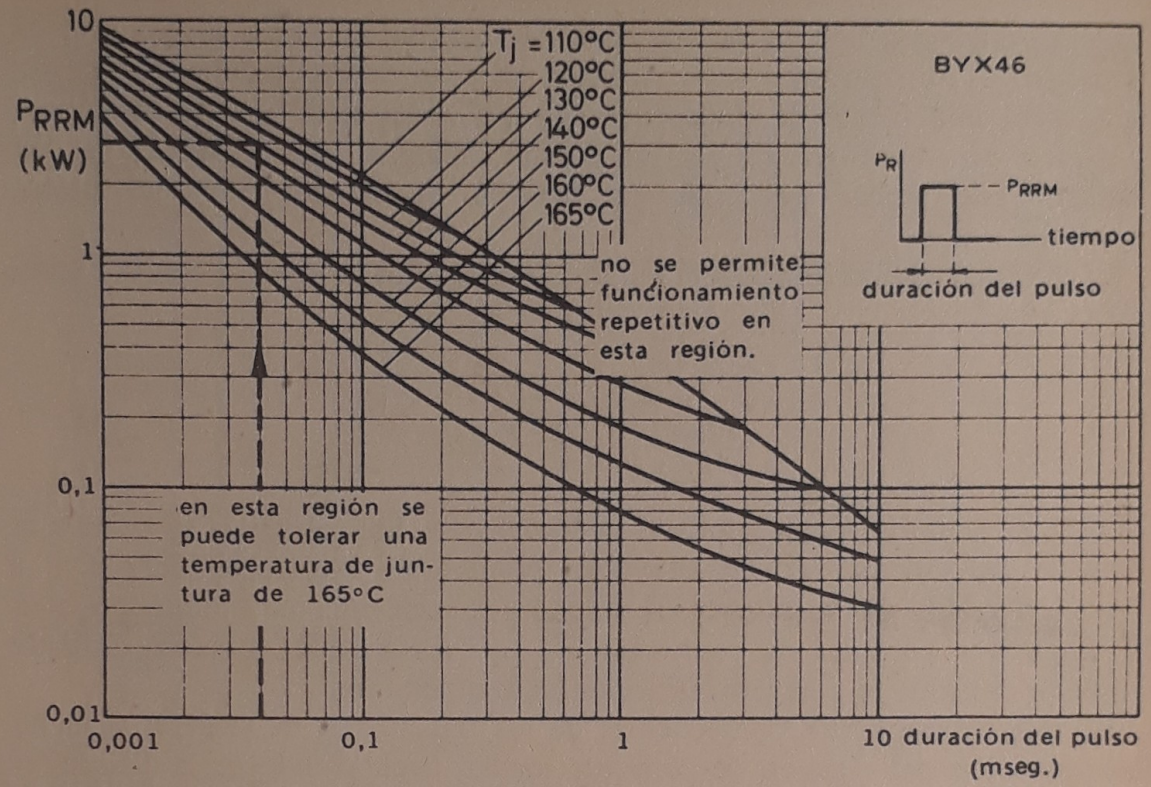


Fig. II.10. Potencia inversa repetitiva máxima según la duración del pulso y la temperatura de juntura.

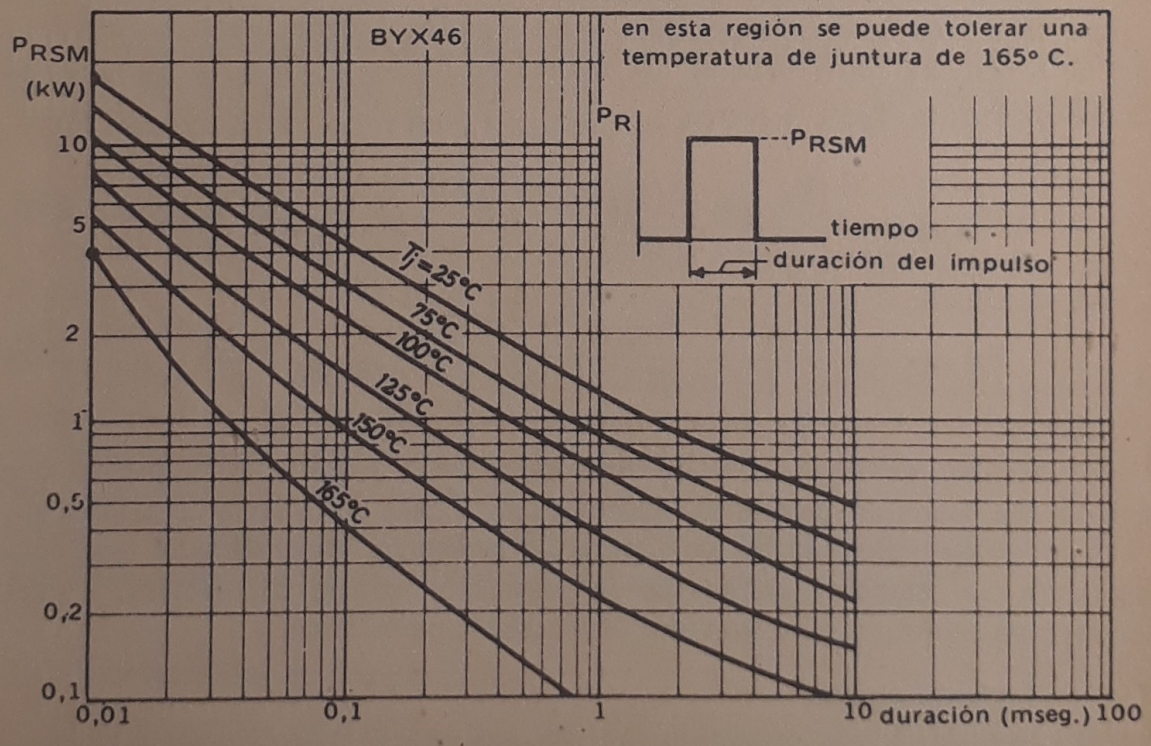


Fig. II.11. Potencia inversa no repetitiva máxima permitida según la duración de la sobrecarga y la temperatura de juntura.

máxima potencia de cresta inversa disipable computada sobre un período de 20 mseg, $P_{R\,AV}$. Asimismo suele indicarse para un tiempo menor a un período, y para una forma de onda cuadrada que tenga presentación repetitiva, $P_{R\,RM}$, o no repetitiva, $P_{R\,SM}$. Es común, además, suministrar curvas de limitación de ambas potencias en función de la duración del pulso, Figs. II.10 y II.11.

La *potencia media disipada por pulsos transitorios* se calcula con la expresión,

$$P_{R\,AV} = \frac{t}{T} P_{R\,RM} \qquad (8)$$

donde t es la duración del pulso de sobretensión. Esta potencia se suma a la potencia disipada por el dispositivo en conducción directa, la debida a la disipación media por corriente de fuga en la condición de bloqueo, y a la originada por pérdidas de conmutación, para obtener la potencia disipada total que contribuye a la sobreelevación de temperatura.

De este modo, como consecuencia de los transitorios de tensión se tiene una reducción del régimen de corriente media, dependiendo de la disipación de avalancha permitida. Este es el sacrificio exigido para tener autoprotección frente a sobretensiones transitorias.

Las tensiones inversas repetitivas y no repetitivas dependerán en los diodos de avalancha controlada de los valores de $P_{R\,RM}$ y $P_{R\,SM}$ y de la resistencia limitadora R, en la forma

$$P_{R\,RM} = \frac{[V_{R\,RM} - (V_{(BR)R} + \Delta V)]}{R} (V_{(BR)R} + \Delta V) \qquad (9)$$

$$P_{R\,SM} = \frac{[V_{R\,SM} - (V_{(BR)R} + \Delta V)]}{R} (V_{(BR)R} + \Delta V) \qquad (10)$$

donde $V_{(BR)R}$ es la tensión de ruptura inversa, y ΔV el incremento de tensión que toma en cuenta la resistencia de Zener de la zona de avalancha.

Una ventaja adicional de los diodos de avalancha controlada es que normalmente no requieren elementos de protección contra transitorios, y pueden ser conectados en serie sin redes de ecualización estática.

II.2.3. *Corriente inversa*

La corriente inversa de fuga puede ser especificada de varios modos, como se indica seguidamente:

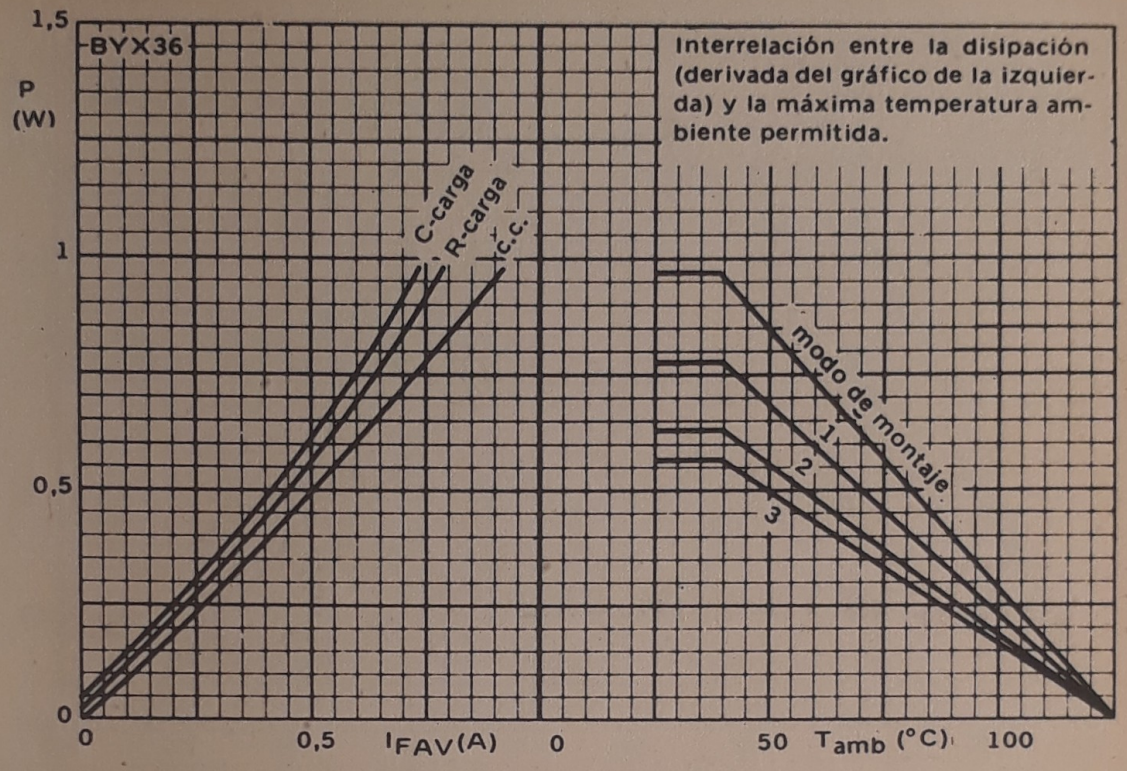


Fig. II.12. Corriente media rectificada máxima según el tipo de carga, el montaje, y la temperatura ambiente.

1) *Máxima corriente de cresta inversa,* I_{RM}, válida para la temperatura y tensión de cresta inversa, normalmente la tensión de cresta inversa máxima, especificadas. Es un valor muy usual por ser de fácil verificación.

2) *Máxima corriente inversa media,* $I_{R(AV)}$, que se especifica normalmente mediante el valor de un ensayo en el que el dispositivo conduce la corriente media máxima directa bajo la tensión de cresta inversa máxima, a una temperatura especificada, y en un circuito rectificador de media onda con carga resistiva.

La corriente inversa es tan baja en los diodos de silicio que carece de importancia en la mayoría de los circuitos rectificadores. Sin embargo, es importante en la determinación del restablecimiento relativo del dispositivo después de haber sido sometido a condiciones de trabajo extremas. Si la corriente de fuga se incrementa, es un signo de deterioro de la juntura. También determina la estabilidad térmica del diodo (véase Cap. VII).

II.3. Limitaciones de temperatura

Si se sometiese el diodo a una temperatura menor que la mínima (indicada normalmente como límite de temperatura de almacenamiento) resultaría

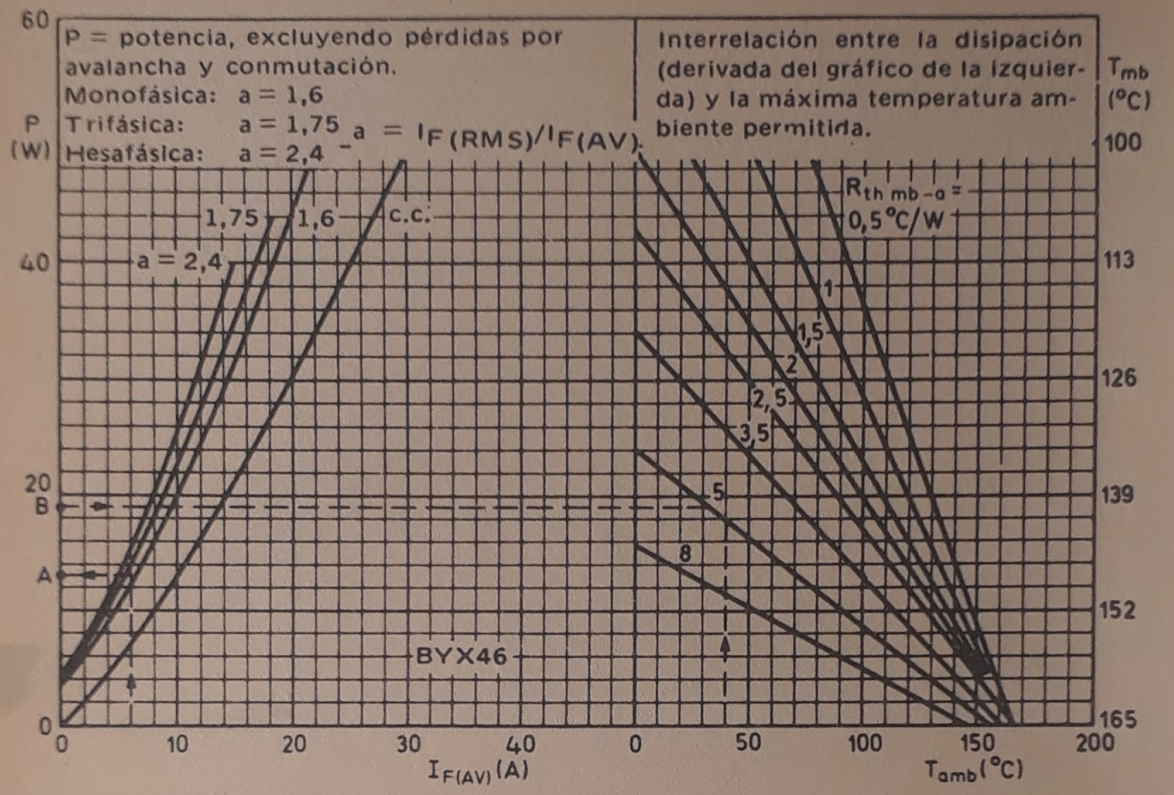


Fig. II.13. Corriente media rectificada máxima según el factor de forma de la corriente por el diodo, resistencia térmica caja-ambiente y temperatura de caja o ambiente.

un deterioro del mismo debido a tensiones mecánicas internas provocadas por diferencias en los coeficientes de dilatación de los materiales asociados.

Por otro lado, sobrepasada la temperatura máxima se produce la destrucción de la juntura. Dentro del rango de temperaturas de operación no es necesario reducir las limitaciones de bloqueo, pero sí las de conducción. Esto se hace conforme a curvas de reducción que se suministran de un modo muy diverso, atendiendo en parte a distintas variantes. Las Figs. II.2., II.12 y II.13, son algunas formas de representación usuales.

La resistencia térmica máxima juntura-caja, θ_{jc} (o de juntura a ambiente, θ_{ja}, se define como la sobreelevación de temperatura respecto a la caja (o al ambiente) de la juntura, partido por las pérdidas en la juntura bajo una condición de régimen estacionario,

$$\theta_{jc} = \frac{T_j - T_c}{P} \qquad (11)$$

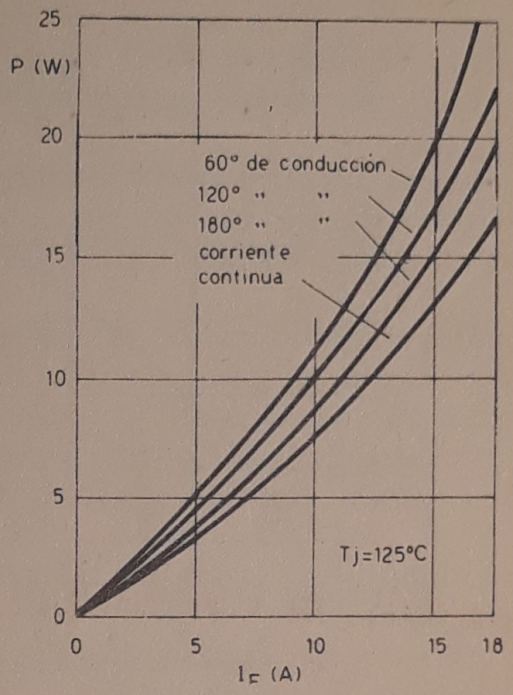


Fig. II.14. Potencia disipada por el diodo según el ángulo de circulación y la corriente media rectificada.

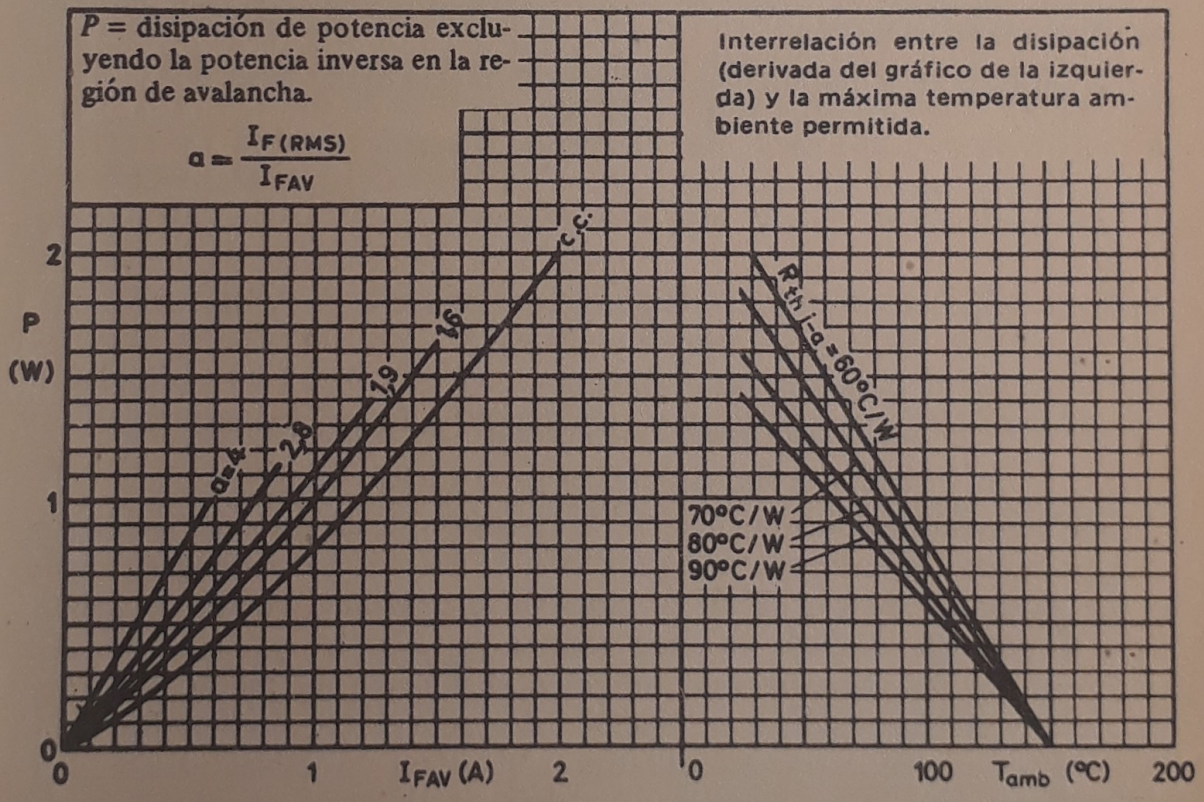


Fig. II.15. Corriente media rectificada en función de la temperatura ambiente, la resistencia térmica y el factor de forma. Las curvas indicadas, para un dado factor de forma, no pueden extrapolarse.

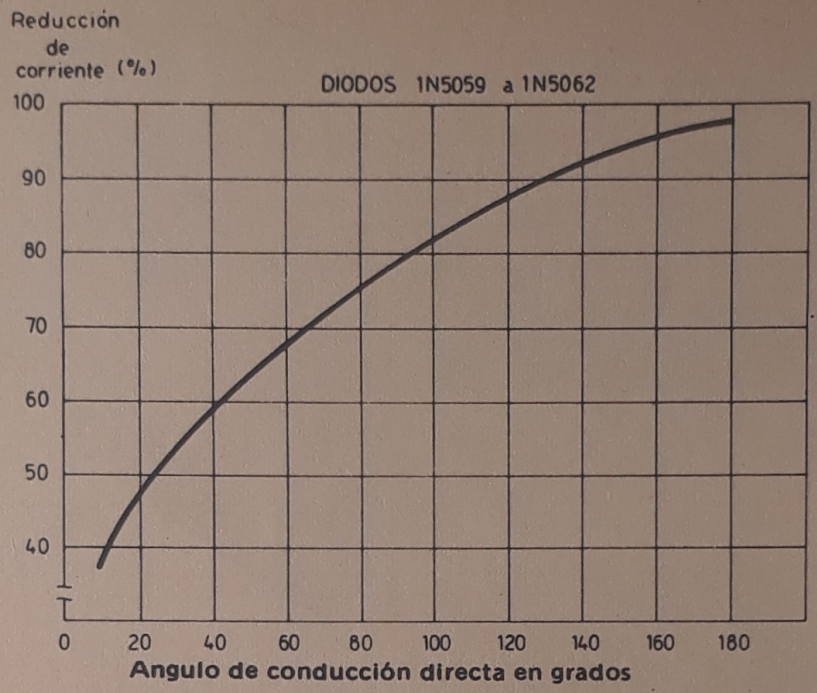


Fig. II.16. Algunos fabricantes dan la curva de reducción de corriente media rectificada en función del ángulo de circulación. Esta presentación es incomoda para proyectar fuentes de entrada capacitiva.

Las pérdidas en la juntura por conducción directa están dadas por

$$P = E_d \cdot I_d + R_d \cdot I^2_{d\,ef}$$

$$= E_d \cdot I_d + R_d \cdot a^2 \, I_d^{\,2} \qquad (12)$$

donde:
- E_d: *tensión de codo* del diodo a la temperatura de operación, normalmente entre 0,4 y 0,8 volt.
- I_d: corriente media por diodo
- R_d: *resistencia dinámica* en el rango de corriente considerado
- a: factor de forma de la corriente a través del diodo.

Esta expresión explica por qué la disminuición del ángulo de circulación obliga a reducir la corriente media máxima. En efecto, al disminuir el ángulo de circulación aumenta el factor de forma de la corriente, y debiendo mantenerse la potencia disipada se debe reducir I_d, Fig. II.2 y Fig. II.14. Màs usualmente se dan las curvas de reducción en función del factor de forma. Fig. II.15, y en algunos casos en función del ángulo de circulación, Fig. II.16. Se concluye que las corrientes pulsativas son menos favorables para el aprovechamiento del diodo. Además, no deben extrapolarse nunca las curvas suministradas por el fabricante, puesto que se excedería la especificación de corriente máxima eficaz.

La temperatura de la juntura puede determinarse aproximadamente sumando a la temperatura ambiente la potencia media de pérdidas en conducción directa multiplicada por la resistencia térmica. La indeterminación se encuentra en la resistencia térmica.

En general, los dispositivos para baja corriente (por debajo de los 3 A) tienen terminales axiles para ser anclados mientras que los dispositivos de alta corriente tienen terminales previstos para ser montados sobre disipadores.

Para los diodos con montaje sobre disipadores, las limitaciones se refieren a la temperatura de caja. Para evaluar la sobreelevación de temperatura es necesario considerar dos resistencias térmicas: la resistencia de caja a disipador, y la resistencia de disipador a ambiente. Para minimizar la resistencia de contacto térmico, y hacer menos indeterminada la resistencia térmica es conveniente que:

1) La superficie de montaje del disipador sea plana, sin rugosidades, y esté desengrasada.

2) Se aplique a ambas superficies en contacto una capa de grasa siliconada de baja resistencia térmica, reduciéndose con esta precaución aproximadamente a la mitad la resistencia de contacto térmica.

3) Se emplee una llave de cupla para el montaje del dispositivo, observando los valores máximos especificados para el dispositivo.

En algunos casos es necesario interponer aisladores de mica o mylar para tener aislado eléctricamente el dispositivo del disipador; esto se traduce en una duplicación o triplicación de la resistencia térmica de contacto. Por esta razón, tal práctica no es recomendable para diodos de alta capacidad de corriente (por encima de los 30 a 50 A).

En los diodos con terminales alámbricos axiles la capacidad de corriente media se ve afectada por el montaje, por variar la resistencia térmica juntura a ambiente. La Fig. II.12 muestra las curvas de reducción para cuatro posiciones de montaje, que se corresponden a las condiciones dadas seguidamente:

1) Montaje sobre puente o regleta de terminales, con una longitud del alambre terminal del diodo $a = 10$ mm.

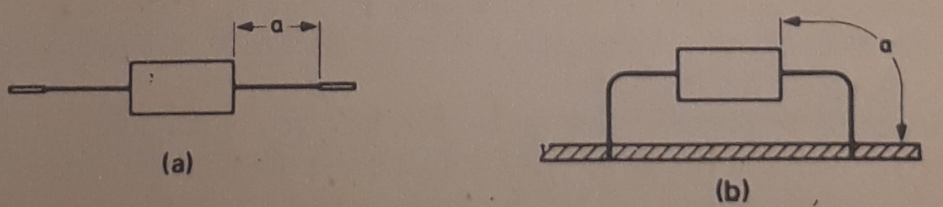


Fig. II.17. Formas de montaje de diodos con terminales axiles.

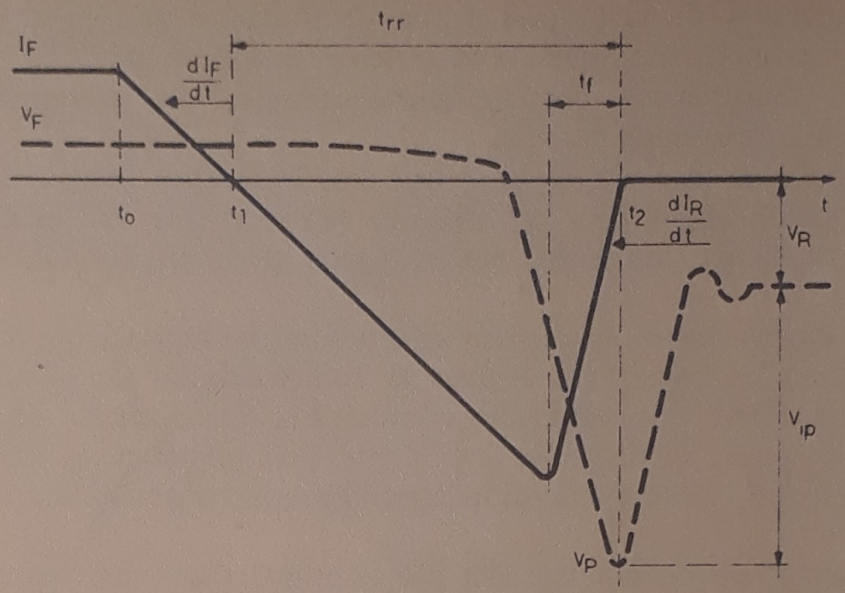


Fig. II.18. Formas de onda correlacionadas de tensión y corriente por el diodo cuando pasa al estado de bloqueo en el instante t_o.

2) Montaje sobre puente o regleta de terminales con el máximo de longitud de alambre terminal para el anclaje.

3) Montaje sobre plaqueta de circuito impreso con el máximo de longitud del alambre terminal para su anclaje.

4) Montaje sobre plaqueta de circuito impreso con $a = 10$ mm.

Las Figs. II.17a y II.17b ilustran las dos formas de montaje. Para un análisis de proyecto véase Cap. VII.

II.4. Limitaciones de frecuencia y conmutación

Todas las características y limitaciones dadas anteriormente están presentadas para una de las aplicaciones de mayor difusión de los diodos: circuitos rectificadores de tensiones alternas de red. Esto se corresponde a una frecuencia de operación baja, y a una forma de onda senoidal. Existen otras aplicaciones que no presentan las características anteriores, exigiendo una información complementaria para efectuar la selección y determinar las condiciones operativas del diodo. Este es el caso, por ejemplo, de los diodos rectificadores en fuentes de convertidores, en que la frecuencia es relativamente elevada. En esta aplicación puede ser necesario el empleo de diodos rápidos, en vez de los normales.

El principal problema deriva de las pérdidas de conmutación. Si la operación se hace con una forma de onda senoidal, las pérdidas suplementarias son menores y prácticamente pueden despreciarse hasta frecuencias relativamente altas (alrededor de los 50 kHz).

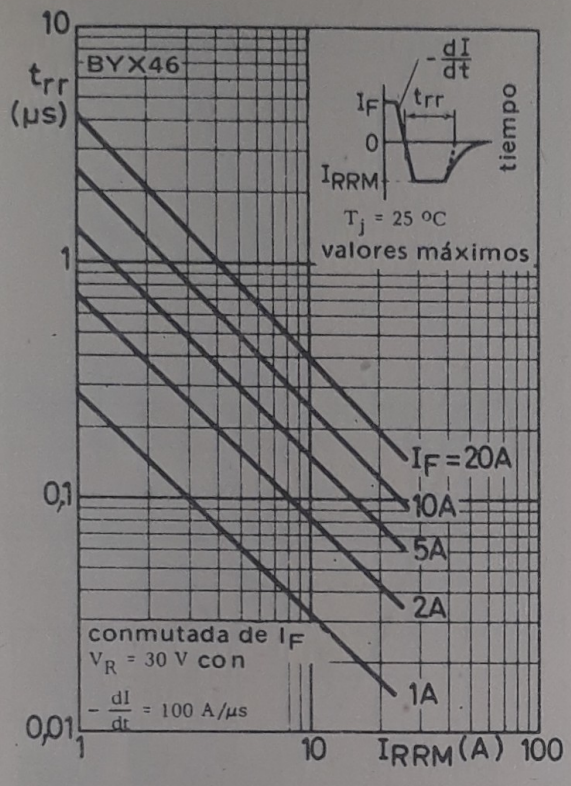


Fig. II.19. Variación del tiempo de recuperación con la corriente directa, previa a la conmutación y la corriente inversa de cresta.

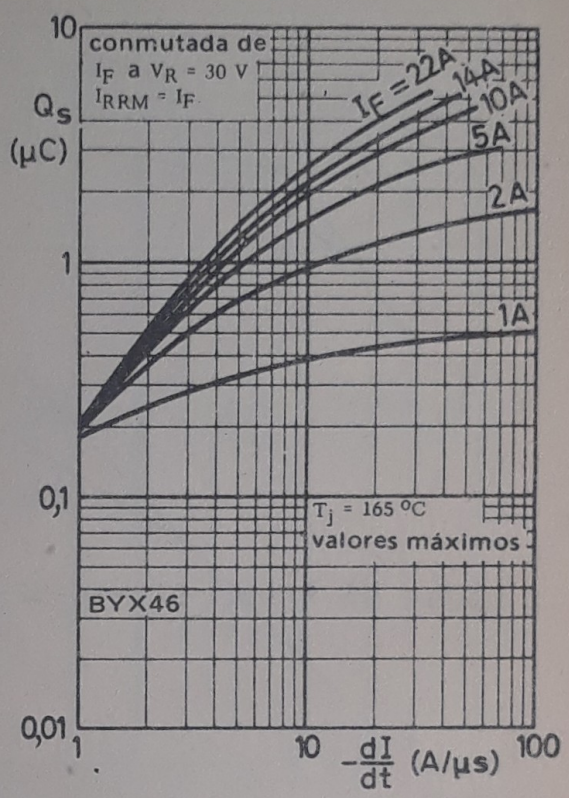


Fig. II.20. Carga almacenada en relación a la corriente directa previa a la conmutación y *dI/dt*.

II.4.1. *Tiempo de recuperación*

Cuando un diodo en estado de conducción directa se polariza bruscamente en inversa se requiere un tiempo para que pase al estado de bloqueo. Este tiempo se denomina *tiempo de recuperación inverso*, t_{rr}. Durante este tiempo el diodo equivale a un cortocircuito en polarización inversa. Con la aplicación brusca de la tensión inversa el transitorio de corriente tiene la forma indicada en la Fig. II.18, que muestra, correlacionada, la tensión y la corriente sobre el diodo. Se observa que la mayor parte de la disipación debida al transitorio ocurre en el *tiempo de caída* t_f, en que el diodo pasa gradualmente al estado de bloqueo. Este tiempo t_f está siempre impuesto por el diodo, al igual que la *corriente de cresta inversa repetitiva de conmutación máxima* admisible, I_{RRM}, siendo especificaciones usuales en diodos rápidos.

La corriente inversa del diodo corresponde a la eliminación de una cierta carga Q_S almacenada en la conducción directa y dada por

$$Q_s = \int_{t_1}^{t_2} i \, . \, dt \qquad (13)$$

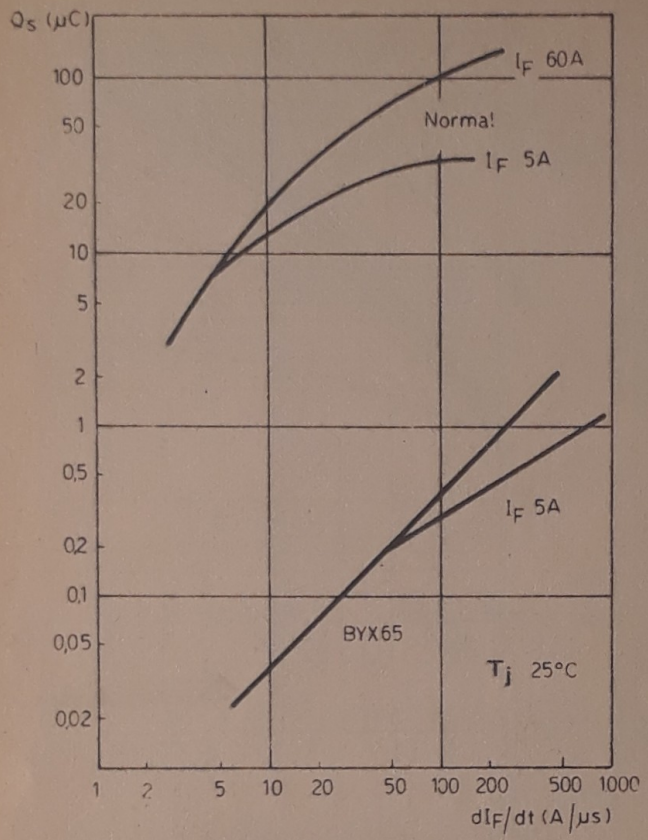


Fig. II.21. Carga almacenada para diodos rápidos y normales.

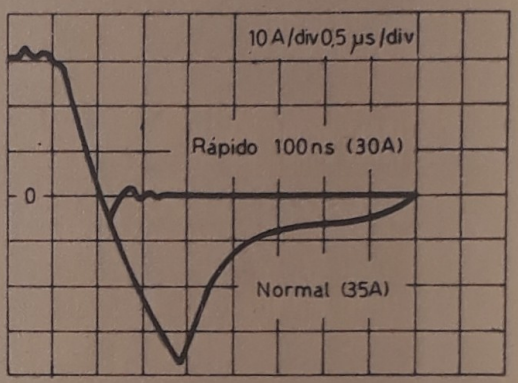


Fig. II.22. Forma de onda de corriente en la conmutación comparada para diodos normales y rápidos.

siendo el tiempo de recuperación,

$$t_{rr} = t_2 - t_1 \qquad (14)$$

el tiempo necesario para la evacuación de esa carga.

Algunos fabricantes dan la dependencia de Q_s y t_{rr} con $\frac{dI_F}{dt}$ e I_F, ambos valores impuestos por el circuito, Fig. II.19 y II.20, para condiciones de temperatura y tensión de bloqueo dadas. Como la cantidad de carga Q_s se elimina bajo una cierta tensión V_R, la energía puesta en juego en la recuperación es

$$W = Q_s \cdot V_R \qquad (15)$$

que se encuentra en forma electrostática en los elementos capacitivos del diodo y asociados, dando lugar a sobretensiones, para ser luego disipada en calor por el circuito y el diodo. Evidentemente, el límite superior de la potencia disipada por el diodo será igual a la energía desarrollada por ciclo

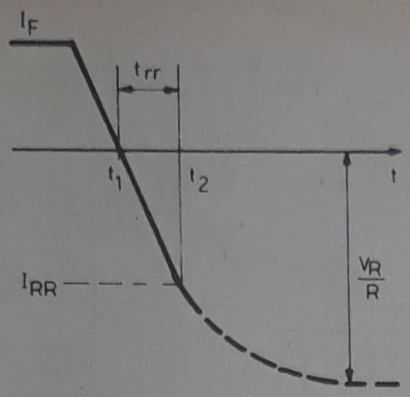


Fig. II.23. Variación de la corriente en la conmutación cuando la resistencia externa no limita la corriente inversa máxima.

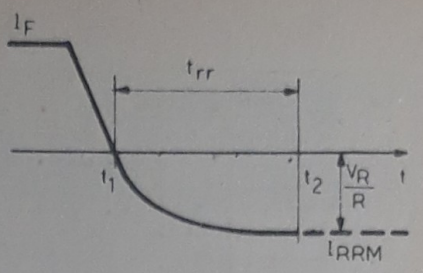


Fig. II.24. Variación de la corriente en la conmutación cuando la resistencia externa limita la corriente inversa máxima.

por la frecuencia de repetición,

$$P = \frac{W}{T} = Q_s \cdot V_R \cdot f \qquad (16)$$

La Fig. II.21 nos muestra la variación de Q_s para un diodo rápido y otro normal. Se ve que la cantidad de carga que debe evacuar un diodo normal es de 200 a 500 veces superior; por consecuencia a pérdidas iguales, podrá ser usado en frecuencias 500 veces más altas. La Fig. II.22 muestra los oscilogramas de corriente comparados para estos dos tipos de diodos.

Se puede verificar igualmente que la potencia disipada en la conmutación en un diodo normal puede ser más de 10 veces superior a la disipada en conducción directa. Esto justifica que por encima de 1 kHz se deban usar diodos rápidos para regímenes no senoidales.

Si se cumpliese que

$$t_{rr} \gg t_f \qquad (17)$$

$$I_{RR} \ll \frac{V_R}{R} \qquad (18)$$

donde R es la resistencia externa que limita la corriente, la forma de onda de corriente sería la dada en la Fig. II.23. Se puede determinar en este caso que

$$Q_S = \int_{t_1}^{t_2} i \cdot dt = \int_{t_1}^{t_2} \frac{dI_F}{dt} \cdot t \cdot dt = \frac{dI_F}{dt} \cdot \frac{t_{rr}^2}{2} \qquad (19)$$

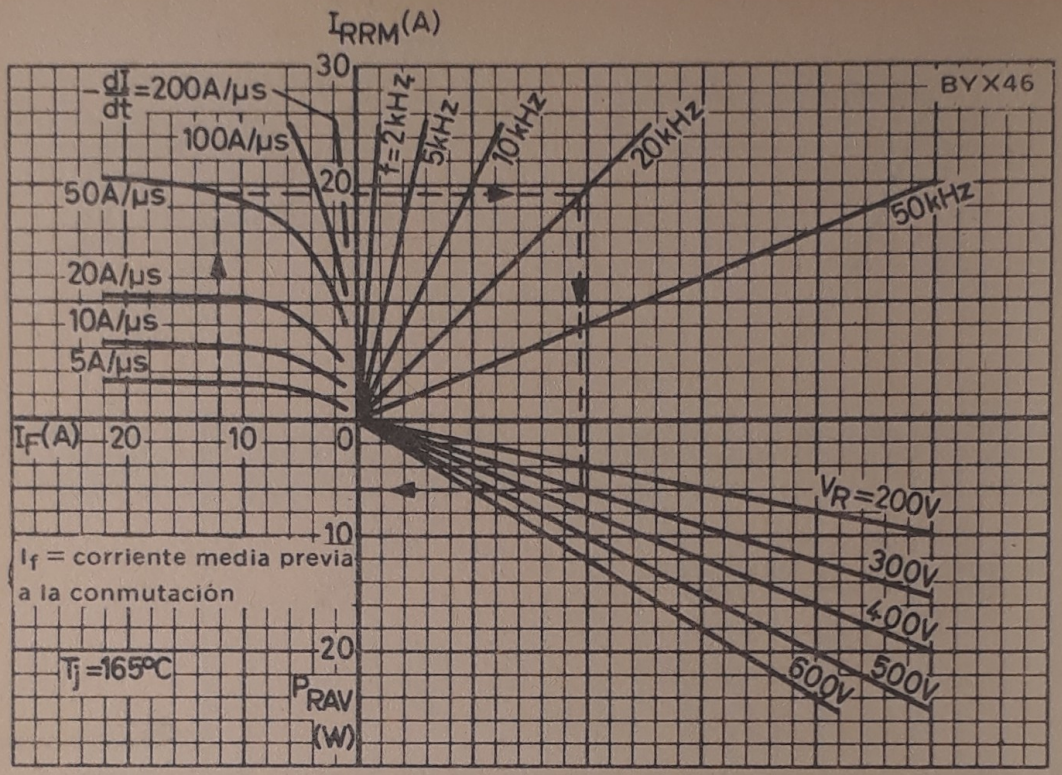


Fig. II.25. Gráfica para calcular las pérdidas de conmutación.

de donde se obtiene

$$t_{rr} \simeq \sqrt{\frac{2\,Q_s}{\frac{d\,I_F}{dt}}} \qquad (20)$$

y también

$$I_{RR} = t_{rr} \cdot \frac{dI_F}{dt} \simeq \sqrt{2\,Q_s \frac{dI_F}{dt}} \qquad (21)$$

En el caso que el circuito externo deba limitar la máxima corriente a I_{RRM}, Fig. II.24, para no superar la especificación del dispositivo.

$$I_{RRM} = \frac{V_R}{R} \qquad (22)$$

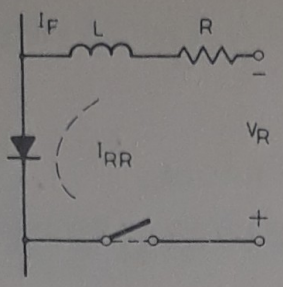


Fig. II.26. Circuito de bloqueo del diodo. Al cerrarse la llave aparece sometido a la tensión inversa V_R todo el circuito, provocando el inicio de la conmutación.

se tiene

$$t_{rr} \simeq \frac{Q_s}{I_{RRM}} + \frac{0{,}63}{\frac{dI_F}{dt}} \cdot I_{RRM} \qquad (23)$$

II.4.2. *Pérdidas de conmutación*

Las pérdidas de conmutación se pueden calcular con la expresión (16), que representa la condición más desfavorable, o mediante una gráfica suministrada por algunos fabricantes, que permite hacer un cálculo rápido de las mismas, Fig. II.25.

Con el conocimiento del régimen de operación, la frecuencia, el valor de la corriente en el estado de conducción directa, la temperatura de juntura (si se supone plena utilización será la máxima, en otro caso se debe interpolar a partir de las curvas presentadas para una temperatura baja, y la máxima) y la velocidad de variación de la corriente $\frac{dI_F}{dt}$, se determina la corriente de recuperación inversa máxima I_{RR}. La velocidad de variación está fijada por el circuito asociado; por ejemplo, para el circuito de la Fig. II.26 será,

$$\frac{dI_F}{dt} = -\frac{V_R}{L} \qquad (24)$$

En el caso de no tener el circuito inductor físico, habrá que considerar las inductancias de cableado; inclusive puede ser necesario disponer de una pequeña inductancia para bajar la $\frac{dI_F}{dt}$ de modo de no superar la especificación de I_{RRM}. Esto se traduce en un detrimento del tiempo de recuperación.

Con los valores anteriores, la frecuencia de operación y la tensión inversa, se puede determinar la potencia disipada media en la conmutación. Por ejemplo, suponiendo que las condiciones de funcionamiento sean

T_j =165° C, I_F = 12A, V_R = 300 V, f = 20 kHz, y que la inductancia de conmutación sea de 6 μHy, *es*

$$\frac{dI_F}{dt} = \frac{300\ \text{V}}{6\ \mu Hy} = 50\ \text{A}/\mu\text{seg} \qquad (25)$$

Seleccionado el diodo BYX46, del gráfico de la Fig. II.25 resulta I_{RR} = 19 A. Con este valor, f = 20 kHz, y V_R = 300 volts, se obtiene la potencia de conmutación P_c = 6 watts.

Se desprende de lo desarrollado que para calcular la potencia media disipada por el dispositivo es necesario considerar las siguientes pérdidas:

1) Potencia media disipada en la conducción, que dependerá de la corriente media directa y del factor de forma de la corriente que circula por el diodo.

2) Potencia media disipada en inversa debida a la corriente de fuga.

3) Potencia media de avalancha, debida a sobretensiones transitorias.

4) Potencia media disipada en la conmutación.

La suma de estas potencias permite determinar sobre las curvas del tipo indicado en la Fig. II.13 el requerimiento de resistencia térmica del dispositivo.

capítulo 3

Proyecto de fuentes de entrada capacitiva

El proyecto debe comenzar por la selección de una configuración. Seleccionada ésta en base a los datos se debe proceder al cálculo de los elementos del esquema adoptado. El proyecto estará terminado cuando se tenga especificado el trasformador y seleccionado los diodos y el capacitor.

III.1. Selección del circuito

De todas las configuraciones posibles, con rectificadores monofásicos de entrada capacitiva, el de media onda sólo será utilizado en muy pequeñas potencias. Para satisfacer el requerimiento de zumbido se deberá incluir una celda de filtrado del tipo R-C, debiendo tenerse en cuenta en este caso la caída de tensión adicional sobre la resistencia.

El mayor inconveniente del circuito de rectificación de media onda desaparece si no se emplea trasformador. En este caso se puede usar aun en potencias relativamente altas, siendo una solución usual en equipos de ambas corrientes (CC-CA). De este modo la tensión continua disponible es del mismo orden. Por cierto, en este caso será necesario disponer un filtro LC para reducir el zumbido y no tener una caida apreciable de tensión.

El circuito doblador de tensión será usado cuando se pretenda y sea posible una solución sin trasformador, o bien se requiera poca potencia de carga. Esta solución tiene el mérito de la simplicidad y la economía, pero impone la tensión media.

En un planteo más general no sólo se deben considerar las configuraciones con filtro de entrada capacitiva. Las opciones en un planteo de este tipo están entre una configuración de entrada inductiva o entrada capacitiva. La selección entre ambas es un problema económico.

Los dos factores esenciales de decisión son la exigencia de regulación, y el requerimiento de VA para la misma potencia de continua.

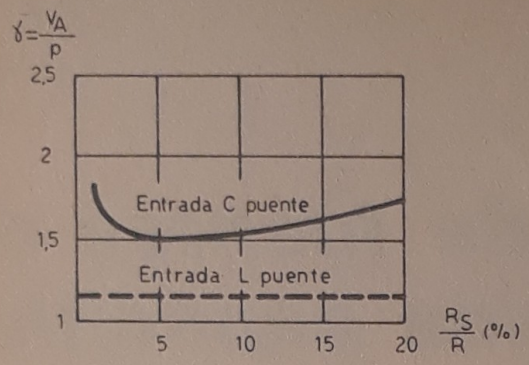


Fig. III.1. Se muestra la variación de la inversa del factor de utilización en función de la relación R_S/R para $\omega RC = 50$.

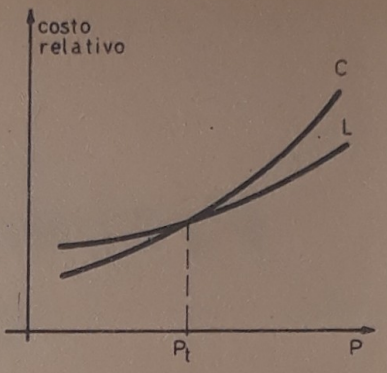


Fig. III.2. Gráfica comparativa de costos según el tipo de filtro de entrada.

La exigencia de VA en un circuito rectificador monofásico de onda completa puente de entrada capacitiva está dada por

$$VA = \sqrt{2}\, I_{d\,ef} \cdot \frac{E_{sp}}{\sqrt{2}} = \left(\frac{I_{d\,ef}}{Id}\right)\frac{1}{\eta_r} \cdot \frac{P}{2} \qquad (1)$$

donde $\left(\frac{I_{d\,ef}}{Id}\right)$ y η_r son función de R_S/R y ωRC, como muestran las curvas de Shade. Adoptado un valor conveniente de ωRC (se discutirá luego), la única variable es R_S/R. Si se representa la exigencia de VA en función de R_S/R, se obtiene la gráfica de la Fig. III.1. Se observa que se presenta un mínimo de exigencia para valores de R_S/R comprendidos entre el 4 y el 10 %. Si se compara este mínimo con la exigencia de VA para un circuito con entrada inductiva, se comprueba que es mayor la exigencia para circuitos rectificadores de entrada capacitiva.

La existencia de un mínimo se justifica porque para valores altos de resistencia de fuente disminuye el η_r; por otra parte su disminución provoca mayor corriente alterna sobre C, aumentando los efectos de la carga reactiva. Mayor exigencia de VA se traduce en un mayor costo de trasformador, de modo que superada una cierta potencia resulta más económica una configuración de inductancia de entrada. Es decir, si representamos los costos de las soluciones de entrada capacitiva y entrada inductiva en una misma gráfica en función de la potencia, se obtiene el resultado de la Fig. III.2. Se ve de esta gráfica que a partir de una cierta potencia es más conveniente la solución de entrada inductiva. Esta potencia de transición depende de una situación de mercado, pudiendo estimarse entre 200 a 600 watts. El mayor costo de las fuentes de entrada inductiva en bajas potencias resulta de la marcada influencia de costo del inductor.

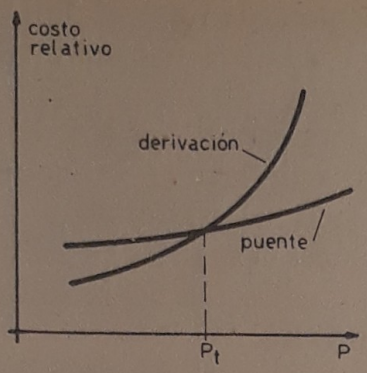


Fig. III.3.

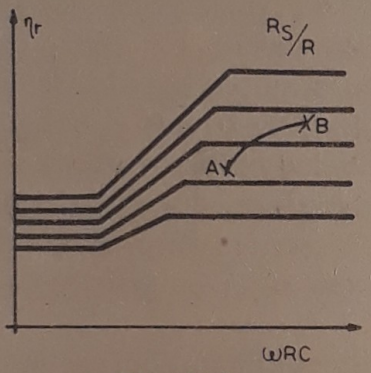


Fig. III.4

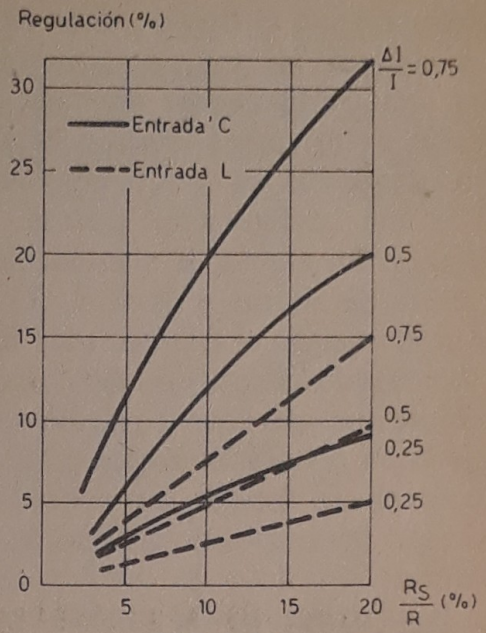


Fig. III.5.

Fig. III.3. Gráfica comparativa de costos según la configuración.

Fig. III.4. El rendimiento de rectificación varía con la carga.

Fig. III.5. Regulación comparativa en fuentes de entrada capacitiva e inductiva.

Por lo dicho, las fuentes de entrada capacitiva sólo tendrán sentido en sistemas monofásicos.

Si existe variación de carga, el producto ωRC variará, al igual que la relación R_S/R, describiendo una curva AB en el gráfico de Shade, de rendimiento de rectificación, Fig. III.4. Se puede verificar que especificada una dada regulación, para un adecuado valor de ωRC (se analizará luego) determinado para R mínima, la regulación depende de la relación R_s/R en la forma que indica la Fig. III.5 para distintos valores de $\Delta I/I$. Se ve de este gráfico, que también muestra la regulación posible para una fuente de entrada inductiva, que una buena regulación sólo es posible obtenerla con un valor de R_s/R bajo, considerando el mínimo valor de R en la relación. Un bajo valor de R_s/R implica un trasformador grande y una severa exigencia para los diodos y el capacitor de filtro. El gráfico muestra que para un mismo valor de R_s/R e igual variación de corriente de carga, una configuración de entrada inductiva asegura una regulación 2 a 3 veces mejor. De este modo se deduce que la fuente de entrada inductiva será más adecuada cuando exista una exigencia de regulación severa, y la de entrada capacitiva cuando el consumo sea constante.

Seleccionado el tipo de filtro de entrada, y suponiendo que la potencia en juego impida las soluciones anteriormente indicadas, la opción se plantea entre una configuración de onda completa puente o derivación central. La solución entre ambas también es un problema económico. Los VA de secundario requeridos en una configuración con derivación son $\sqrt{2}$ superiores a los de una configuración puente. En consecuencia, el trasformador resulta más caro. En efecto, si mantenemos las condiciones operativas (igual tensión de cresta de alterna e igual R_s/R), resulta una duplicación del secundario, y por consecuencia el trasformador sera más voluminoso.

Razonando de otro modo, la corriente eficaz por rama de secundario del trasformador con punto medio es $\sqrt{2}$ menor que la corriente eficaz de secundario del trasformador para rectificador puente . Por otro lado, en el cálculo de la sección de conductor se parte de igualdad de densidad de corriente para que la generación de calor sea pareja. Es decir, para un peso de cobre dado, las pérdida en el cobre son mínimas cuando las densidades de corriente en los arrollamientos son iguales. Puesto que el bobinado de secundario en el circuito con punto medio tiene una corriente eficaz $\sqrt{2}$ menor que la corriente eficaz de secundario del trasformador en la configuración puente, la sección de alambre será $\sqrt{2}$ menor. Pero el número de espiras se duplica, de modo que el peso de cobre es $\sqrt{2}$ mayor, y de hecho exige mayor requerimiento de hierro.

Por otro lado, al tener el trasformador en la configuración en derivación el doble de espiras en el secundario, aumentará también el número de aislaciones y demandará más tiempo el bobinado y armado. Todos los factores apuntan a un mayor costo de la configuración con derivación. Si a los factores apuntados agregamos que la disminución de sección de cobre se traduce en un aumento de R_t, o sea una pérdida de rendimiento de rectificación, parece poco feliz la selección de una configuración de punto medio.

Dado que el análisis anterior se basa en un criterio de potencia, su validez está supeditada en alguna medida a ésta. En un balance más general se debe tener en cuenta que la configuración puente incluye dos diodos más, y para bajas tensiones exige un incremento relativo de tensión alterna secundaria para compensar la caída adicional en los diodos, que se puede traducir en un incremento importante de VA.

Aproximadamente el costo de los diodos por ampere rectificado es constante, mientras que el incremento de costo que resulta de duplicar la exigencia de tensión inversa es menor al 10 %, para tensiones menores de 1.500 volts. Entonces, comparando la exigencia de diodos en las dos configuraciones se ve que en ambos casos deben soportar igual corriente media, y en el circuito puente deben soportar una tensión de cresta inversa mitad. Por lo dicho, el costo en diodos es prácticamente el doble en la configuración puente. Además, resulta difícil encontrar diodos rectificadores con una capa-

cidad de corriente media de menos de 1 A. Es decir en bajas corrientes el costo de diodos está impuesto en forma independiente de la potencia. Por esta razón si se hiciese una comparación de costo relativo de ambas soluciones se tendría una gráfica de la forma indicada en la Fig. III.3, que traduce los resultados anteriores que favorecen la selección de una configuración con punto medio para bajas potencias.

III.2. Selección del capacitor de entrada

Supongamos que la potencia justifique como mejor solución la configuración puente. Las variantes que se presentan, en éste y en los análisis que siguen, son menores en lo que a la selección de otra configuración se refiere.

Existen varias formas de realizar el proyecto y algunas presentan ciertas ventajas, como se mostrará. Por ejemplo, se puede comenzar por cualquiera de las curvas de Shade, aunque es común pero no siempre conveniente hacerlo por la de zumbido. En efecto, el proyecto se debería seguir imponiendo valores a los elementos de modo que los requerimientos no contemplados tengan solución posterior (véase Cap. III. 5).

Un análisis de las curvas de zumbido, Fig. I.17, muestra que fijado un producto ωRC, grandes variaciones de R_s/R no tienen mayor influencia sobre el zumbido. De este modo, para el peor caso (R_s/R más bajo) se puede determinar en base al requerimiento de zumbido el valor mínimo de ωRC, que indicamos por

$$\omega RC\,(1 - t) = K_z \qquad (2)$$

Siendo conocida la resistencia de carga, y fijada la tolerancia de acuerdo al capacitor usado, se tendría el valor nominal mínimo posible, del que se puede deducir el valor comercial más próximo. Por este camino se pueden obtener valores bajos o excesivos de capacidad, que pueden no satisfacer otras condiciones de proyecto. Un bajo valor puede llevar a un η_r que haga muy dependiente de la tolerancia del capacitor al valor de la tensión continua de salida. En el segundo caso, además de la posibilidad de ser una solución más costosa, se tendrá un mayor requerimiento de corriente de cresta recurrente, eficaz, y de la constante $I^2 t$ para el diodo. Se ve que el procedimiento anterior lleva a valores de capacidad que pueden ser invalidados en pasos posteriores, siendo siempre posible satisfacer un requerimiento dado de zumbido mediante una celda adicional de filtrado.

Por lo expuesto, se deben determinar los valores limites de C en base a otros requerimientos. Las curvas de η_r de Shade nos permiten determinar un valor mínimo para C.

Es posible reconocer tres zonas diferenciadas de rendimiento de rectifica-

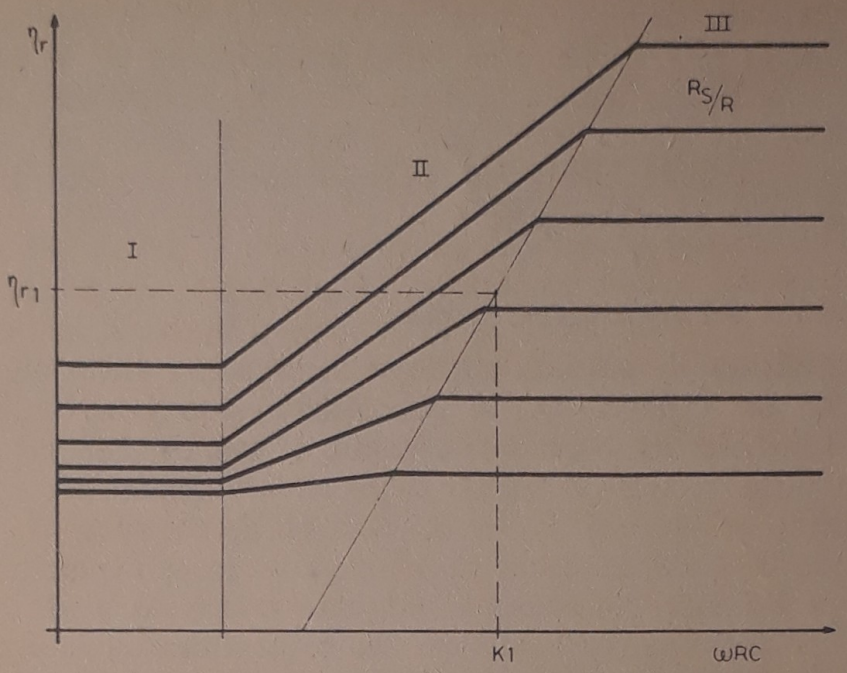


Fig. III.6. Diferenciación de las zonas de operación en las curvas de rendimiento.

ción sobre las curvas de Shade. La Fig. III.6 nos muestra esas zonas sobre las curvas de Shade estilizadas. En la zona I se tiene muy bajo rendimiento, en la II rendimiento variable, y la III es de alto rendimiento y constante respecto a ωRC. Es evidente que de las tres zonas conviene operar en la III, pues además de asegurar un buen rendimiento mantiene inalterado el valor del mismo frente a la tolerancia del capacitor del filtro. Es decir, que la tensión continua de salida solo depende, fijando un valor de R_s/R, de la tensión de secundario del trasformador. Esta condición lleva a la limitación

$$\omega RC\,(1-t) \geqslant K_1 \qquad (3)$$

donde t es la tolerancia de C. La expresión (3) permite determinar el valor de C que la satisface, y luego seleccionar el capacitor comercial más próximo en exceso, C_n. Se obtiene así el valor del producto ωRC de operación.

$$\omega RC_n\,(1-t) = K_2 \qquad (4)$$

Con este valor de k_2 se puede entrar en las curvas de zumbido y verificar si se satisface el requerimiento de zumbido, o bien si con un leve incremento de capacidad se puede cumplir. Si la diferencia fuese exagerada puede ser recomendable disponer de una celda de filtrado, dependiendo del aprovechamiento de los diodos. De este modo se tendrá definido el valor de ωRC y en consecuencia el valor de la capacidad.

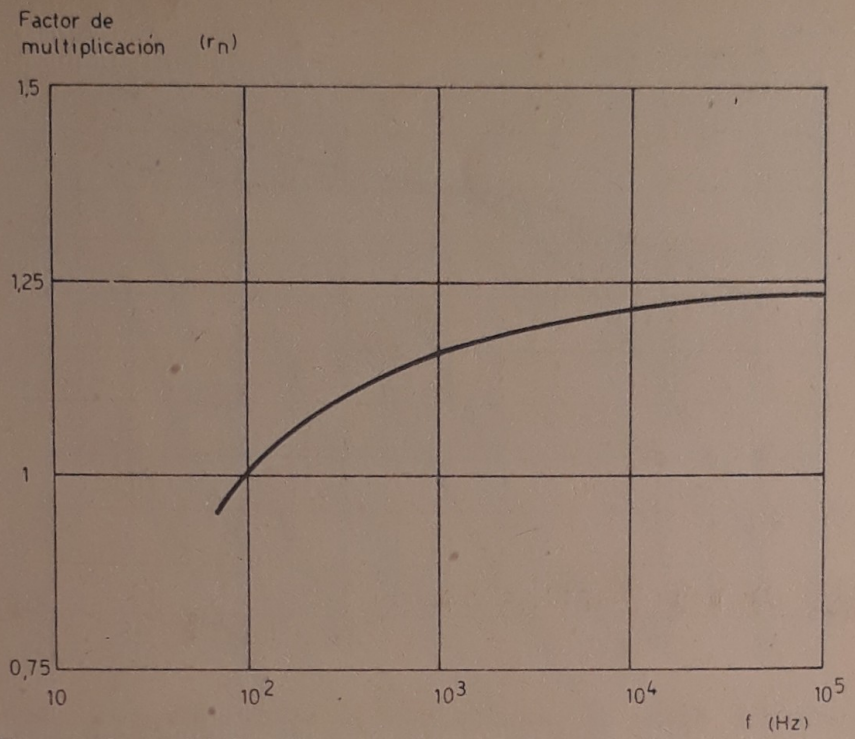


Fig. III.7. Factor de multiplicación para determinar la corriente de zumbido máxima permitida por un capacitor electrolítico.

III.2.1. *Corriente eficaz y corrección de temperatura*

Sobre el capacitor de entrada se desarrolla una tensión eficaz de alterna dada por

$$E_{a\,ef} = z \,.\, E \qquad (5)$$

La corriente eficaz debida a esa tensión, por ser la reactancia capacitiva muy baja, debe ser calculada a fin de verificar que el capacitor soporte esta corriente. La *corriente eficaz de zumbido* por el capacitor está dado por

$$I_{ef} = \sqrt{2\, I^2_{d\,ef} - I^2} \qquad (6)$$

donde $I_{d\,ef}$ es la corriente eficaz de diodo, que se deduce de la Fig. I.15.

Normalmente la máxima tensión de zumbido que puede soportar el capacitor de entrada está limitada por la máxima tensión de cresta y de contrapolarización. La tensión de cresta de zumbido debe ser inferior a la tensión máxima de operación (continua + alterna), y, además, la tensión de contrapolarización de cresta ha de ser superior a −1 V. Esta limitación es válida sólo si corriente de zumbido está dentro de los valores permitidos, corregida por el factor k de multiplicación que toma en cuenta la temperatura real de operación. La corriente de zumbido máxima se especifica para la máxima temperatura de operación.

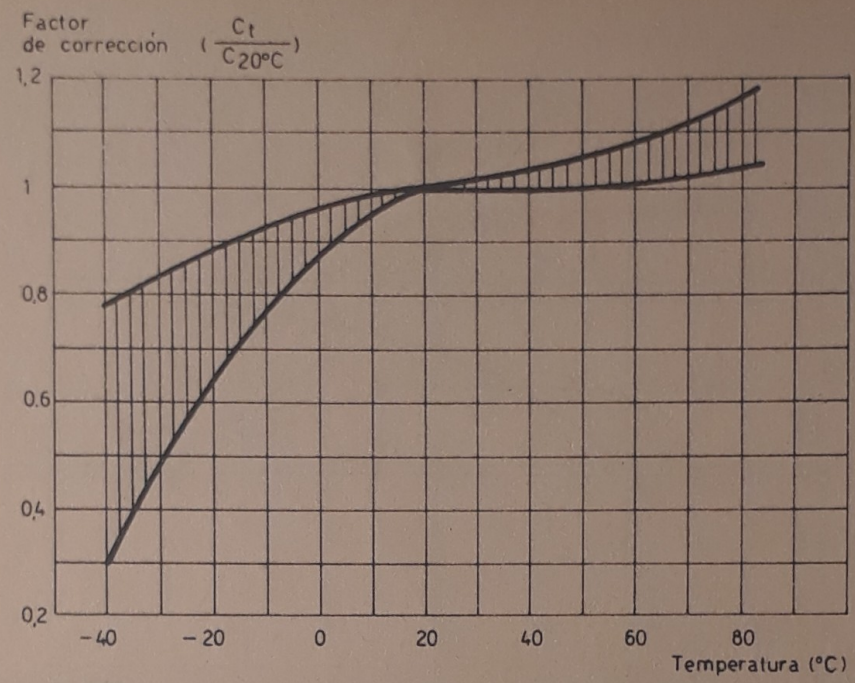


Fig. III.8. Variación típica de capacidad con la temperatura para electrolíticos de aluminio.

Dado que la corriente de zumbido especificada se refiere a un tono de 100 Hz, es necesario corregir la limitación atendiendo a la forma de onda francamente no senoidal para el capacitor de entrada de filtro. La limitación de corriente eficaz es

$$\Sigma \frac{I_n^2}{r_n} \leqslant I_{z\ máx} \qquad (7)$$

donde el factor de multiplicación r_n depende de la frencuencia, Fig. III.7, afectando a cada componente de zumbido.

La capacidad se especifica normalmente para una temperatura de 20°C, medida a 100 Hz. Manteniendo la frecuencia, la capacidad varía típicamente con la temperatura en la forma dada en la Fig. III.8. Esta variación deberá ser tenida en cuenta en el proyecto.

La temperatura de operación afecta notablemente el comportamiento del capacitor, siendo particularmente decisiva en cuanto a su vida útil. Por ejemplo, operando con la temperatura máxima permitida, la vida útil es de 10.000 horas. Si se reduce la temperatura de operación a un máximo de 35°C, la vida útil se incrementa notablemente, superando los 20 años.

III.2.2. *Tolerancia del capacitor*

Es difícil predeterminar la zona III, Fig. III.6. sobre la curva de rendi-

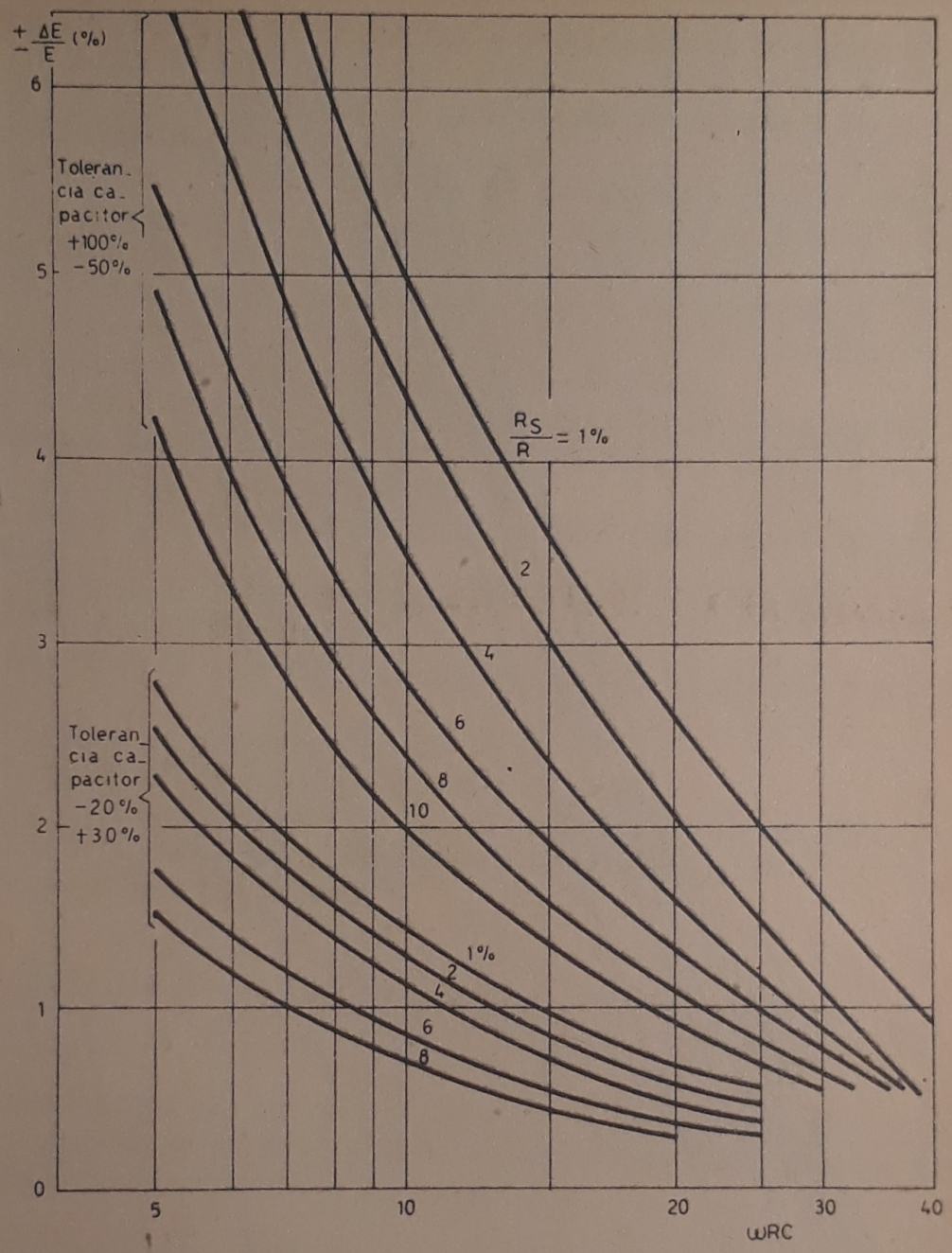


Fig. III.9. Apartamiento esperado en la tensión de salida según la tolerancia del capacitor de filtro.

miento de Shade. El factor que la delimita resulta de asegurar un valor predecible de tensión de continua impuesta una tensión de alterna: es decir, no dependiente de la tolerancia del capacitor.

La Fig. III.9 nos muestra el apartamiento relativo de tensión de salida en función de la relación ωRC, para distintas tolerancias de capacidad y de

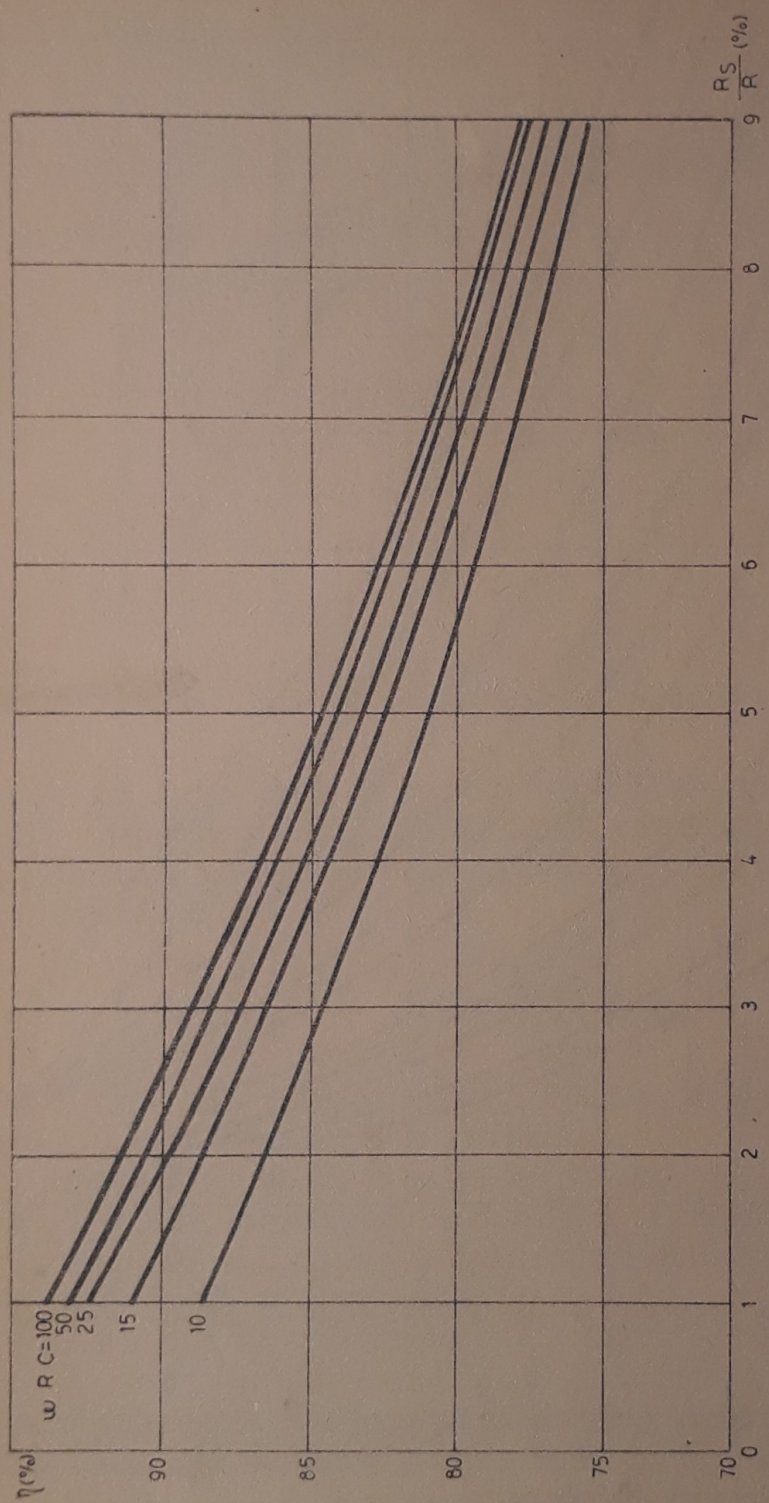


Fig. III.10. Variación del rendimiento con la relación *Rs/R*.

relaciones R_s/R. Se ve que aceptando una dispersión en la tensión de salida de ± 2,5 %, es posible operar con valores tan bajos como $\omega RC = 5$ si $R_s/R \geqslant 2$ %, y si la tolerancia del capacitor del filtro es de + 30 % − 20 % (incluyendo la variación por temperatura)

Con márgenes estrechos de tolerancia del capacitor de filtro puede ser adecuado imponer el valor de ωRC por la condición de zumbido, siempre que sea compatible con una conveniente selección del diodo. Cuando se desconozca la tolerancia del capacitor se debe operar con las curvas de + 100 %, − 50 %. Esto exige un producto ωRC mayor que en el caso anterior para asegurar el mismo apartamiento en la tensión rectificada.

Aunque los valores de apartamiento anteriores parecen poco significativos, su influencia dentro del conjunto puede ser notable debido a los varios factores que afectan este apartamiento.

Las causas que motivan tensiones de continua diferentes a las previstas por cálculo son:

1) Tolerancia del capacitor de filtro
2) Dispersión del valor de R_t/R
3) Dispersión de la tensión de salida del secundario para tensión nominal del primario.
4) Variación de la tensión de codo del diodo
5) Dispersión de la resistencia dinámica del diodo
6) Variaciones de temperatura que afecten las características del diodo, la resistencia de bobinado del trasformador, y el valor de C.

Se puede escribir por lo tanto

$$\frac{\Delta E}{E} = \frac{\Delta E}{E}\bigg|_C + \frac{\Delta E}{E}\bigg|_{Rt} + \frac{\Delta E}{E}\bigg|_{Es} + \frac{\Delta E}{E}\bigg|_{Ed} + \frac{\Delta E}{E}\bigg|_{Rd} + \frac{\Delta E}{E}\bigg|_{T} \qquad (8)$$

El apartamiento que provoca la dispersión de la resistencia de bobinado del transformador se puede deducir de las curvas de la Fig. III.10. Con cierta aproximación este apartamiento aparece dado por

$$\frac{\Delta E}{E}\bigg|_{Rt} (\%) = 0{,}27 \frac{\Delta R_s}{R} (\%) \qquad (9)$$

De este modo si se admite un $\dfrac{\Delta R_s}{R} = 10$ %, resulta

$$\frac{\Delta E}{R}\bigg|_{Rt} (\%) = 2{,}7 \% \qquad (10)$$

que se debe sumar al debido al capacitor. Los apartamientos del diodo dependen en gran medida de la tensión de salida y la relación R_s/R, disminuyendo con valores elevados de ambos.

III.3. Selección de los diodos

En la primera selección de los diodos, fundamentalmente se tiene en cuenta la capacidad de corriente media, que determina la familia de diodos, y la tensión de cresta inversa, que fija el tipo.

La preselección en base a corriente media puede ser modificada, dado que los dispositivos rectificadores ven disminuida su capacidad de corriente media por limitaciones de corriente eficaz, corriente de cresta recurrente, y sobrecorriente por sobrecarga.

Todos los valores indicados anteriormente varían apreciablemente con la relación R_s/R. Este requerimiento debe ser compatibilizado con el dimensionamiento del trasformador (véase Cap. III.4), la exigencia de VA y la regulación en caso de existir. Desde el punto de vista de los VA se ha visto que la relación R_s/R puede variarse entre el 4 y el 10 %, sin variaciones significativas. La condición de regulación puede imponer un valor máximo para R_s/R, que puede ser inferior al valor dado del 4 %. Por ejemplo, si se quiere una regulación del 6 % con un $\Delta I/I$ del 75 %, el gráfico de la Fig. III.5 nos muestra que $R_s/R \leqslant 2$ %. En este caso, los elementos del sistema se adaptarán a esta condición. La solución, pese a exigir un sobredimensionamiento, puede resultar en un proyecto más económico que una configuración de entrada inductiva. Esta permite para el ejemplo dado, una relación de R_s/R del 7 %, debiendo repartirse entre el trasformador y el inductor.

Desde el punto de vista de la tensión de cresta inversa, la diferencia de exigencia frente a variaciones amplias de R_s/R no es significativa (recuérdese que una duplicación en la tensión inversa implica apenas un incremento del 10 % en el costo del dispositivo). Por ejemplo, la variación de exigencia de tensión de cresta inversa para R_s/R entre un 4 % y un 10 % es de

$$\frac{\Delta V_{pi}}{E} = \frac{1}{\eta_1} - \frac{1}{\eta_2} = 15\% \qquad (11)$$

que por lo desarrollado carece de significado, salvo condiciones marginales.

III.3.1. *Corriente subcíclica máxima*

Dos factores determinantes para la selección del diodo resultan de las limitaciones de conducción, y posiblemente el factor dominante sea la corriente de sobrecarga de conexión. Esta sobrecarga resulta de conectar la

fuente cuando la tensión está próxima a su cresta, encontrándose el capacitor de filtro totalmente descargado. Esta corriente depende de la tensión de entrada, de R_s, y de C.

Aceptando que la duración t_s de la sobrecarga esté dada por la constante de tiempo R_sC, supuesta menor a un semiperíodo,

$$t_s = R_s\, C \tag{12}$$

y aproximando el valor eficaz de sobrecorriente por

$$I_{s\,ef} = \frac{1}{\sqrt{2}}\ \frac{E_{sp}}{Rs} \tag{13}$$

se puede determinar la resistencia mínima en base a la limitación I^2t, que se supone constante (en ausencia del conocimiento de su variación con la duración de la sobrecarga; de no ser así se procederá como se indica más adelante). Recordemos que la constante I^2t resulta de una limitación de ruptura del dispositivo por efecto fusible. No siempre este valor es dato en la especificación del dispositivo, y cuando no lo sea puede deducirse en base a otros. Las relaciones siguientes nos permiten calcular la constante I^2t en función de otras especificaciones.

$$I^2\, t\ = I^2{}_{FS(RMS)} \cdot t_o \tag{14}$$

$$I^2t = \left(\frac{I_{FSM}}{\sqrt{2}} \right)^2 t_o \tag{15}$$

donde t_o es el tiempo de duración de la sobrecarga cuya limitación se conoce.

Para un funcionamiento seguro, el cuadrado de la corriente de sobrecarga que permite el circuito por el tiempo de duración de esa sobrecarga debe ser menor que la constante I^2t del diodo; es decir

$$I^2{}_{s\,ef} \cdot t_s \leqslant I^2\, t \tag{16}$$

De las expresiones (12), (13 y (16) se deduce

$$I^2t \geqslant \left(\frac{E_{sp}}{\sqrt{2}\,R_s} \right)^2 R_s\, C = \frac{E^2}{2\eta_r{}^2} \cdot \frac{C}{R_s} \tag{17}$$

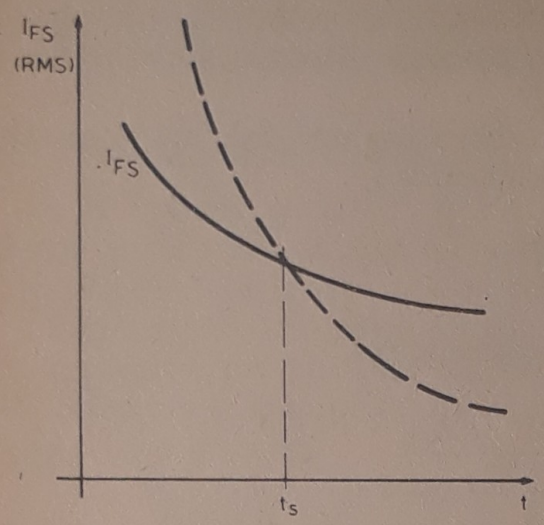


Fig. III.11. Determinación gráfica del tiempo de sobrecarga máximo posible.

es decir también

$$R_s \geqslant \frac{E^2_{sp} . C}{2\,(I^2\ t)} = \frac{E^2\ .\ C}{2\ \eta_r^{\,2}\ (I^2\ t)} \qquad (18)$$

o también

$$\frac{R_s}{R} \geqslant \frac{P.\ C}{2\,\eta_r^2\ (I^2 t)} \qquad (19)$$

Estas expresiones interrelacionan la selección del dispositivo con la resistencia de fuente y el capacitor de filtro, permitiendo seguir las siguientes alternativas:

1) Adoptar un punto de operación en el gráfico de Shade de η_r, luego la (17) nos permite determinar la exigencia mínima de $I^2 t$ para seleccionar el diodo.

2) Seleccionado un diodo y el capacitor de filtro, la (18) impone el mínimo valor de R_s.

3) Seleccionado un diodo determinar iterativamente la mejor condición para R_s/R y C en base al dimensionamiento del trasformador.

Para no aumentar la resistencia de fuente en la operación, asegurando un alto valor en la conexión, se puede utilizar un termistor NTC en serie. En la operación se tendrá una disminución de resistencia debida a la disipación, y consecuente sobreelevación de temperatura del NTC.

Si fuese conocido $I^2 t$ en función de la duración del pulso, se puede

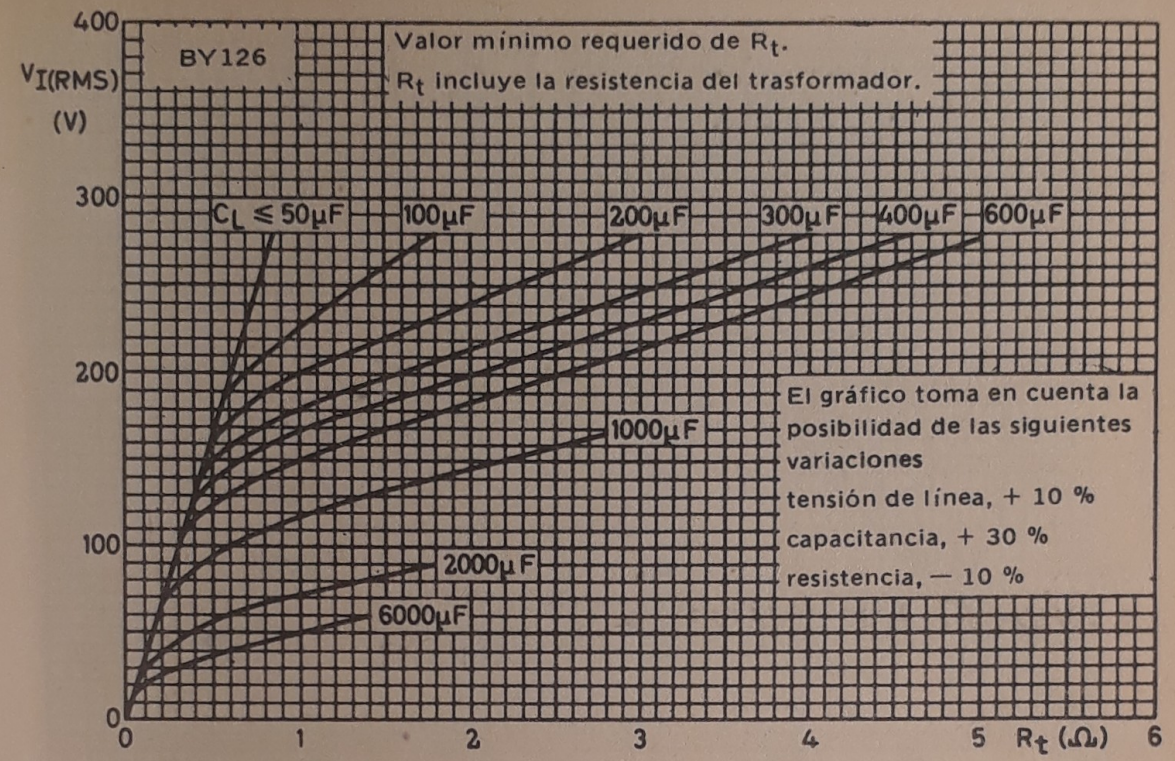


Fig. III.12. Determinación de la resistencia de trasformador máxima para una tensión de entrada al rectificador y capacidad de filtro establecidas.

deducir $I_{FR\,(RMS)} = f(t)$ (en otros casos será directamente conocida); en este caso se debe proceder a determinar la resistencia mínima de fuente en forma gráfica. Esto supone que $I^2 t$ no es constante. Como la corriente de sobrecarga que permite el circuito es

$$I_{s\,ef} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{E_{sp}}{R_s} = \frac{E_{sp}}{\sqrt{2}} \frac{C}{R_s C} = \frac{E_s\ C}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{t} \qquad (20)$$

el conocimiento de la tensión alterna a rectificar y la capacidad de filtro nos permite trazar la variación de la corriente de sobrecarga en función de su duración. Este trazado se superpone a la sobrecorriente que permite el diodo, debiendo ser evidentemente la sobrecorriente de diodo superior a la corriente de sobrecarga del circuito. Esto se satisface si R_s tiene un valor mínimo tal que la duración del pulso de sobrecarga sea superior al valor t_s dado en la Fig. III.11. De la expresión (12) se puede calcular el valor mínimo de R_s.

Para algunos dispositivos los fabricantes presentan una información totalmente elaborada que simplifica el cálculo. La expresión (18) también puede escribirse

$$E_{s\,ef} \leq \sqrt{\frac{(I^2\ t)\ .\ R_s}{C}} \qquad (21)$$

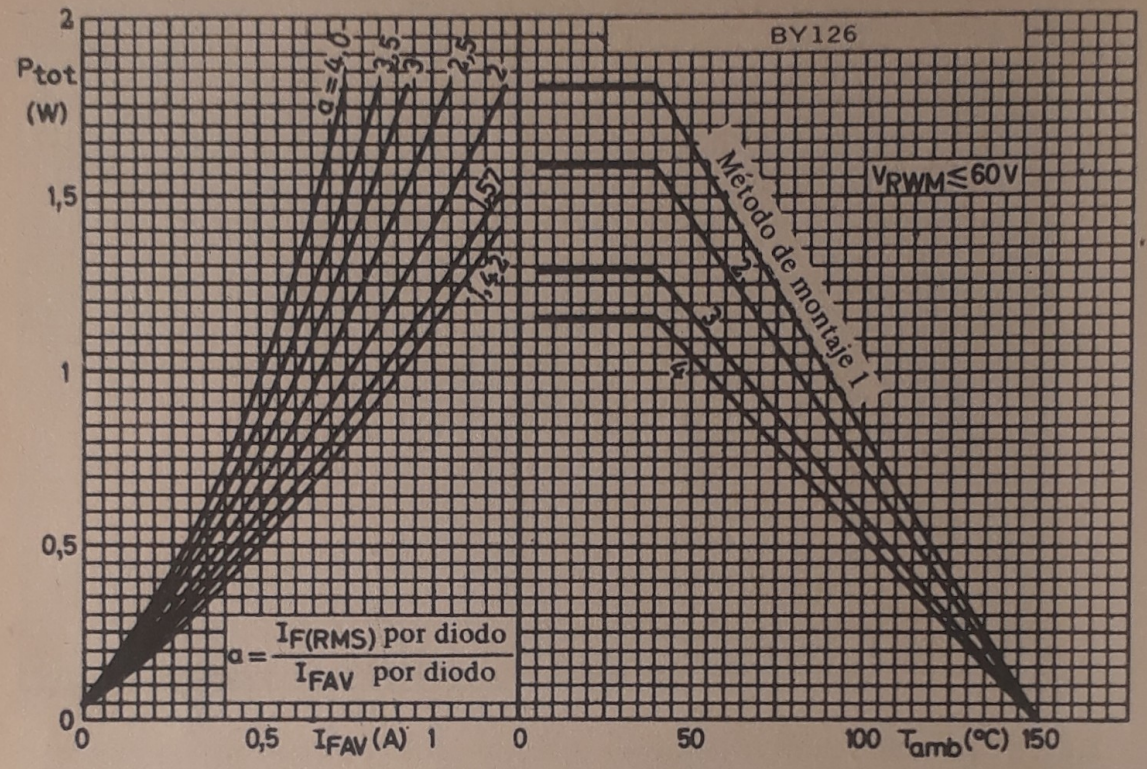


Fig. III.13. Curvas de reducción del diodo BY126.

que graficada corresponde a la limitación indicada en la Fig. III.12 para un dispositivo comercial. Esta curva nos permite obtener, para cada valor de tensión de entrada al rectificador y capacidad de entrada al filtro, el valor mínimo de resistencia de fuente.

III.3.2. *Corriente eficaz y cresta recurrente*

La relación R_s/R también determina la corriente de cresta recurrente del diodo a través de las curvas de Shade de la Fig. I.16. En la Tabla siguiente se incluyen algunos valores para $\omega Rc = 50$,

$\frac{I_{dp}}{I_d}$	R_s/R (%)
6,7	10
7,8	5
10	2

Esta relación debe ser menor a la admitida por el diodo. Esta a su vez es muy variable, y para diodos de silicio de alta corriente es del orden de 4 a 5,

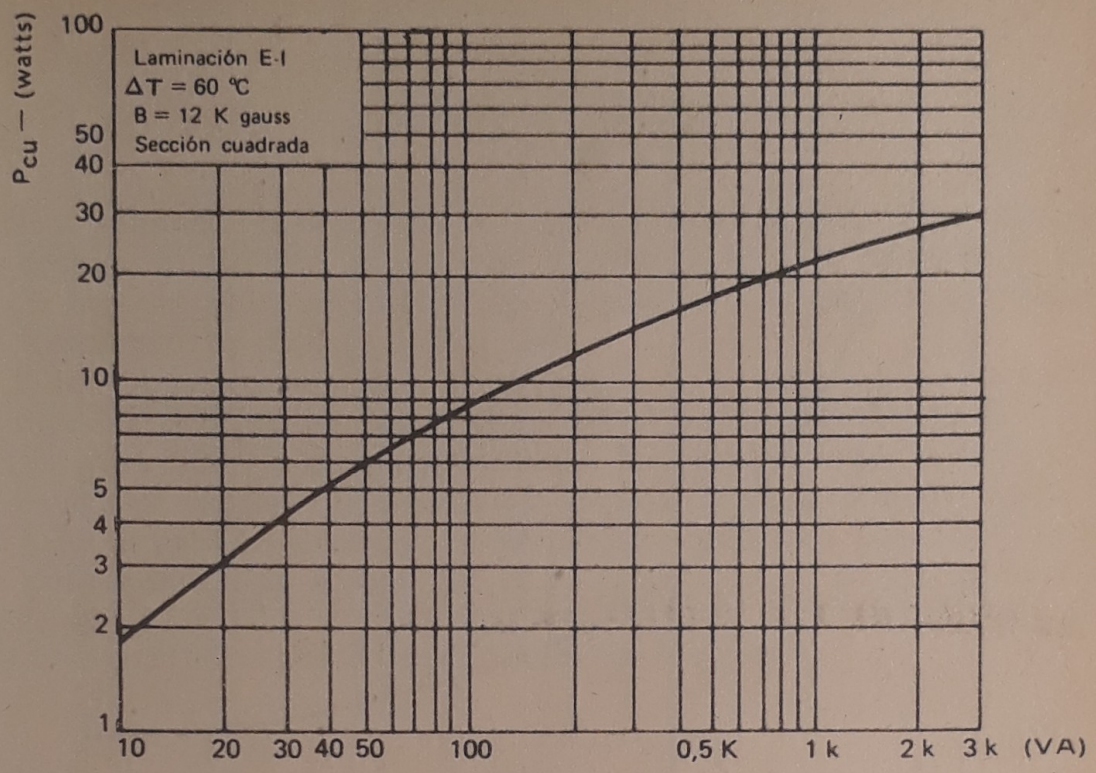


Fig. III.14. Potencia de pérdidas en el cobre en función de los VA requeridos por el trasformador para una sobreelevación de temperatura de 60 °C, B = 12 kgauss, sección cuadrada y laminaciones EI.

mientras que en diodos de baja capacidad de corriente (de 1 a 1,5 A) la relación es del orden de 10. Este es el caso de la serie 1N4001 a 1N4007, y de la serie BYX45. Es evidente que de no satisfacerse la relación habrá que desaprovechar capacidad de corriente media del diodo.

Por otro lado, la relación R_s/R hace variar la relación I_{ef}/I conforme a las curvas de Shade de la Fig. I.15. Un incremento de esta relación se traduce en un desaprovechamiento de la capacidad de corriente media del diodo, Fig. III.13. Se ve que fijada la relación de corrientes eficaz a media por el diodo, una disposición del montaje y la temperatura ambiente, resulta la máxima corriente media rectificada por el diodo. Dado que la relación varía con R_s/R en la forma indicada en la Tabla III.2, si $\omega Rc = 50$.

R_s/R(%)	Factor de forma $a = \frac{I_{def}}{I_d}$
10	2,4
4	2,7
2	3

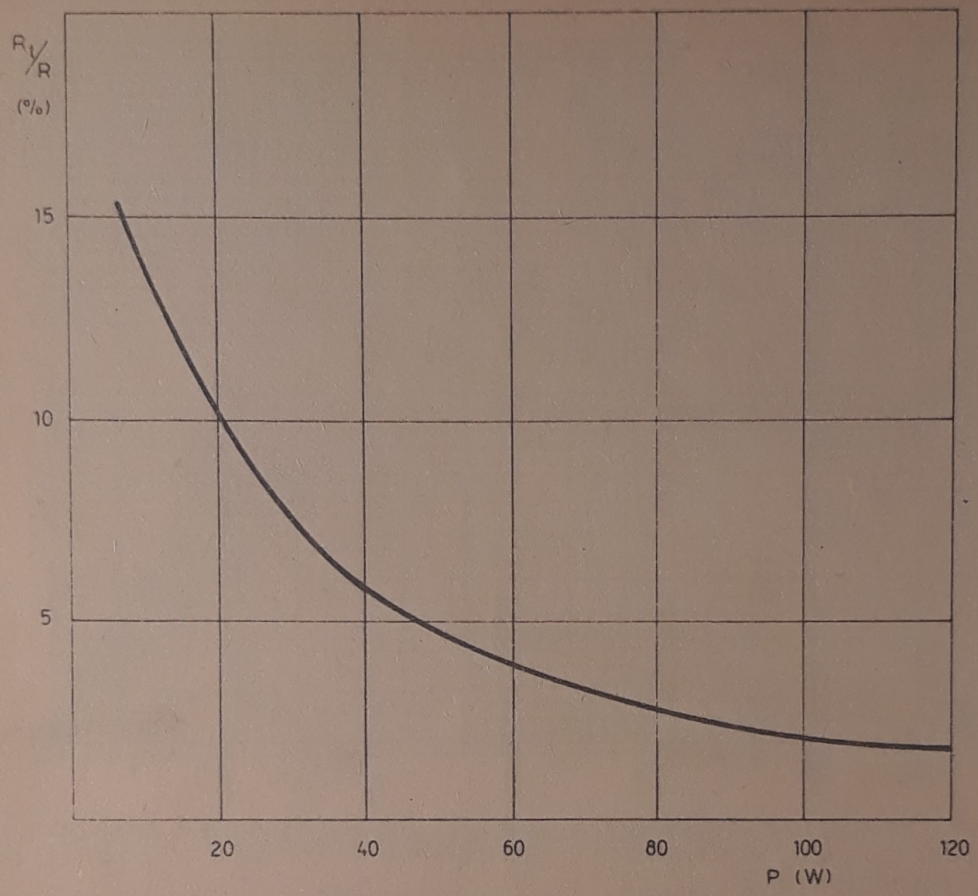


Fig. III.15. Resistencia de trasformador en función de la potencia de carga para sobreelevación de temperatura máxima.

la adopción de R_s/R entre los extremos considerados puede hacer disminuir la capacidad de corriente media, de 10 % al 20 %, que puede considerarse poco significativo.

En un proyecto conservativo, cuando no se especifique el valor de $I_{F(RMS)}$, o no se den curvas del tipo mostrado en la Fig. III.13, se debe considerar que

$$I_{F(RMS)} = I_F \qquad (22)$$

de modo que la capacidad de corriente se ve notablemente disminuida.

III.4. Dimensionamiento del trasformador

El trasformador estará especificado para su dimensionamiento cuando se conozcan los VA, las tensiones de ambos bobinados y la resistencia máxima posible de bobinados. Esta cota de resistencia máxima posible surge de la

adopción de R_s/R, que fija un límite

$$R_t \leqslant R_s = \left(\frac{R_s}{R}\right) . \mathrm{R} \qquad (23)$$

pudiendo formarse la resistencia de fuente con una resistencia serie adicional. La decisión es también un problema económico. Se debe balancear la diferencia de costo del trasformador con el agregado de la resistencia limitadora y los elementos de montaje de la misma.

Si las VA son menores de 100, las pérdidas en el cobre dominan frente a las pérdidas en el hierro en una proporción de 4 a 1 reduciéndose hasta hacerse iguales para 500 VA aproximadamente, e invirtiéndose luego la relación. Es decir, que en pequeños trasformadores las pérdidas en el cobre representan el 80 % de las pérdidas totales y son las que más contribuyen a la sobreelevación de temperatura. Esto supone que se usa laminación E-I de baja pérdida. Es evidente que si toda la resistencia está formada por el trasformador, las pérdidas en el cobre pueden ser calculadas con la expresión.

$$P_{cu} = 2\, R_s\, I^2_{d\,ef} \qquad (24)$$

para una configuración puente.

Estas pérdidas, fijada la resistencia y sobreelevación de temperatura máxima, llevarán al dimensionamiento del trasformador; por este camino puede resultar uno mayor al requerido en base a los VA manejados. También puede resultar un sobredimensionamiento si la resistencia adicionada en serie es excesiva pues en este caso no se alcanzará la sobreelevación de la temperatura máxima permitida.

Si determinamos para el mejor aprovechamiento de laminaciones las pérdidas admitidas en el cobre para trasformadores de sección cuadrada, correspondientes a una sobreelevación de temperatura de 60 °C, se obtiene la curva de la Fig. III.14. Por otro lado sabemos que

$$P = \frac{VA}{\gamma} \qquad (25)$$

donde γ se obtiene de la Fig. III.1 para una configuración puente. Suponiendo que R_s esté determinada fundamentalmente por R_t, se puede escribir

$$R_s \leqslant \frac{P_{cu}}{2\ I^2_{d\,ef}} \qquad (26)$$

donde P_{cu} resulta de la Fig. III.14. Además

$$R = \frac{P}{I^2} \tag{27}$$

de donde resulta la relación

$$\frac{R_t}{R} \leqslant \frac{P_{cu}}{P} \cdot 2 \cdot \left(\frac{I^2 d}{I_{d\,ef}}\right) \tag{28}$$

Como la potencia de pérdidas en el cobre está dada por la gráfica de la Fig. III.14 en función de los VA, γ e $\frac{I_{d\,ef}}{I_d}$ dependen de la relación R_s/R en la forma dada por las curvas de Shade, entonces se puede determinar la condición óptima (de máximo aprovechamiento del trasformador) de la relación R_t/R en función de la potencia requerida de continua P, Fig. III.15.

Para valores más elevados de potencia se pueden usar las curvas de las Fis. III.14 y III.1. Si no se quiere disponer de resistencias serie limitadoras es conveniente que la relación R_s/R sea igual al valor dado por la Fig. III.15, para tener un trasformador económico. En un balance más completo se deben tener en cuenta que valores superiores a los dados en la gráfica de la Fig. III.15, requieren un trasformador de mayor tamaño, pero evitan la colocación de una resistencia. Por esta razón pueden ser admitidas relaciones levemente superiores a las dadas en la gráfica de la Fig. III.15. Esta curva sirve para configuración puente. En la configuración en derivación los valores dados se incrementan en la proporción del incremento de P_{cu} debido al incremento de VA, aproximadamente 20 %.

III.5. Proceso de cálculo

En todo el análisis anterior resulta como valor clave del proyecto la adopción de la relación R_s/R. Esta relación se ha visto que tiene una cota máxima posible cuando:

1) Exista un requerimiento de regulación,

2) Se desee evitar colocar un resistor de limitación para obtener la resistencia de fuente, y no se desee sobredimensionar el trasformador.

Las cotas de mínimo estarán dadas por:

a) La corriente de sobrecarga de conexión que puede soportar el diodo seleccionado por corriente media

b) La corriente de cresta recurrente que puede soportar un diodo seleccionado por la corriente media

c) La corriente eficaz máxima que puede soportar un diodo seleccionado por su corriente media.

El otro valor clave es la adopción de ωRC (en rigor C), que debe satisfacer condiciones de mínimo:

1) La operación debe realizarse con un rendimiento constante y elevado

2) Debe satisfacerse la exigencia de zumbido, evitando en lo posible la disposición de una celda de filtrado adicional, y cotas de máximo dadas por:

a) La corriente de sobrecarga de conexión que puede soportar el diodo seleccionado por la capacidad de corriente media

b) La corriente de cresta recurrente que puede soportar el diodo seleccionado por la capacidad de corriente media

ç) La corriente eficaz máxima que puede soportar el diodo seleccionado por su corriente media.

Para ambos casos las condiciones primeras son dominantes frente a las demás, pudiendo obligar a una selección de diodos con sobrecapacidad de corriente media, y al sobredimensionamiento del trasformador. Las condiciones siguientes se deben compatibilizar para lograr el mejor resultado económico.

La preselección de los diodos se hace por el requerimiento de corriente media,

$$I_d = \frac{I}{2} \tag{29}$$

y por la tensión de cresta inversa, para un circuito puente dada por,

$$V_{pi} = \frac{E}{\eta_r} \tag{30}$$

que se determinará para la condición más exigente que corresponda a la fuente descargada.

El valor de la tensión de continua debe ser mayor al requerido, haciéndose los cálculos con la expresión

$$E = E_o + n\,E_d + E_f \tag{31}$$

donde E_o: tensión sobre la carga
$n.E_d$: tensión de caída sobre los diodos
E_f: caída de tensión en el filtro

La tensión de caída sobre los diodos corresponde a la tensión de codo, de modo que la resistencia de diodo que se agrega a la de fuente es la dinámica.

III.6. Ejemplo de aplicación

Se requiere una fuente con las características siguientes:
E = 24 volts, ± 1,5 volts
Corriente de carga máxima = I_M = 2 A
Corriente de carga mínima = I_m = 0,5 A
$z \leqslant 5$ %
Regulación $\leqslant 10$ %
T_{amb} máxima = 60°C
Tensión de red nominal = 220 volts, 50 Hz

La potencia continua requerida es

$$P = 48 \text{ watts}$$

La resistencia para carga máxima

$$R = 12\ \Omega$$

La variación relativa de corriente

$$\frac{\Delta I}{I} = 0{,}75$$

Con la variación de corriente y la regulación, del gráfico de la Fig. III.5 se deduce que

$$\frac{R_s}{R} \leqslant 4\ \%$$

De la Fig. III.15, a su vez, resulta como valor conveniente para el proyecto del trasformador

$$\frac{R_s}{R} = 4{,}5\ \%$$

considerando estado de régimen máximo. Comparando con la exigencia de regulación, se ve que es compatible, tolerando cierto desaprovechamiento. Se

adoptará en consecuencia el valor de $R_s/R = 4\%$ Estando impuesto R_s/R por condiciones de regulación, resulta conveniente la configuración puente.

Si se selecciona un capacitor de filtro con una tolerancia de -20 %, $+30$ %, se puede entrar con las curvas de zumbido para determinar la mínima exigencia de ωRC, resultando para $R_s/R = 4$ %

$$\omega RC \geqslant 13$$

que corresponde a un capacitor

$$C = \frac{13}{314 \times 12} = 3.450\ \mu F$$

debiendo elegirse el valor comercial más próximo, incluyendo la corrección de temperatura c_t

$$C_n = 5000\ \mu F > \frac{c_t \cdot C}{(1-t)} = 4.800\ \mu F$$

siendo de este modo, los valores extremos de $k = \omega RC$,

$$K_1 = 15$$

$$K_2 = 24{,}5$$

que aseguran un zumbido menor a 4,3 %. Con las curvas de la Fig. III.9 se ve la influencia sobre el apartamiento de tensión, resultando para $R_s/R = 4$ %

$$\frac{\Delta E}{E} = \pm\ 0{,}6\ \%$$

que podemos considerar poco significativo frente al valor permitido,

$$\frac{\Delta E}{E} = \frac{1{,}5}{24}\ 100 = \pm\ 6{,}3\ \%$$

La diferencia debe repartirse entre los demás elementos que contribuyan a ese apartamiento:

1) Diferencia en la tensión secundaria efectiva del trasformador para condiciones nominales de entrada .

2) Diferencia en la resistencia de bobinado del trasformador
3) Diferencia en la resistencia dinámica de los diodos
4) Dispersión en la caída sobre los diodos
5) Variación de temperatura, que afecta las resistencias o la caída sobre el diodo.

De la Fig. I.15, se deduce para $K_2 = 24{,}5$

$$a = \frac{I_{d\,ef}}{I_d} = 2{,}6$$

donde

$$I_d = \frac{I}{2} = 1 \text{ A}$$

y debiendo ser además

$$V_{RWM} > \frac{E}{\eta} \simeq 30 \text{ volts}$$

se puede preseleccionar el diodo BY126, que verifica ampliamente la tensión inversa. De las curvas del diodo, Fig. III.13, se deduce que para $T_a = 60°C$, $a = 2{,}6$ y la mejor condición de montaje

$$I_F = 0{,}85 \text{ A}$$

que es insuficiente. Siguiendo en la preselección con el BYX45 de 1,5 A, también en la mejor condición permite

$$\frac{I_{F(RMS)}}{I_d} = 2{,}4$$

que es también insuficiente. El elevado factor de forma de la corriente obliga a adoptar el diodo BYX38, de 6 A medios. De las curvas del mismo se obtiene como exigencia para el disipador 16° C/watt.

El valor del producto $I^2 . t$, exige por otro lado que

$$\frac{R_s}{R}\,(\%) \geqslant \frac{50 . P . C}{\eta_r^2 . (I^2 t)} = \frac{48 \times 7 \times 10^{-3}}{0{,}72 \times 7{,}3} \times 50 = 3{,}20\ \%$$

que se satisface considerando la tolerancia y la corrección de temperatura, Fig. III.8.

La corriente repetitiva del diodo se deduce de la Fig. I.16, resultando

$$I_{dp} = 8 \, . \, I_d = 8 \text{ A} < I_{FRM} = 20 \text{ A}$$

menor a la admitida por el diodo.

De las características del diodo se obtiene

$$E_d = 1{,}2 \pm 0{,}2$$

$$R_d = 0{,}04 \pm 0{,}02$$

que se traduce para una configuración puente en

$$\frac{\Delta E_d}{E_d} (\%) = \pm \frac{0{,}4 \times 100}{24} = \pm 1{,}67 \%$$

Descontando la resistencia del diodo, se puede determinar la resistencia del trasformador,

$$R_t = \frac{4 \times 12}{100} - 2 \times 0{,}06 = 0{,}48 - 0{,}12 = 0{,}36 \ \Omega$$

La tensión requerida del secundario es

$$E_{s\,ef} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{E + 2 E_d}{\eta} = 22 \ V_{ef}$$

La corriente eficaz y VAs están dados por

$$I_{s\,ef} = \sqrt{2} \, . \, 2{,}6 \, . \, I_d = 3{,}68 \text{ A}$$

$$\text{VAs} = 81 \text{ VA}$$

Estimando para la resistencia de bobinado del trasformador una dispersión de ± 15% debida a diferencias en la temperatura de operación y la aproximación de las fórmulas de cálculo en el proyecto del trasformador, se puede especificar la resistencia en la forma

$$R_b = 0{,}31 \ \Omega \pm 15 \%$$

Esta variación, sumada a la del diodo, origina un (Fig. III.10)

$$\frac{\Delta E}{E} = \frac{\Delta \eta}{\eta} \cdot 100 = 4{,}7\ \%$$

de modo que el margen para la tensión secundaria, que incluye la tolerancia en el número de espiras y la reactancia de dispersión, es

$$\frac{\Delta E_t}{E_t} = 1\ \%$$

Debido a la poca exigencia del disipador, puede ser conveniente en este caso reducir la temperatura de operación de juntura en 20 °C para aumentar la vida útil del dispositivo.

Conclusiones: El proyecto desarrollado, debido al requerimiento de regulación, presenta los siguientes inconvenientes:

1) Requiere un trasformador muy exigido, prácticamente el doble que el necesario por una configuración de entrada inductiva, para satisfacer las mismás especificaciones.

2) Resultan sobredimensionados los diodos, con un costo de diodos aproximadamente 6 veces superior a los requeridos en la configuración de entrada inductiva.

3) Se requiere un disipador para los diodos.

4) Se requiere un capacitor de filtro mayor.

Se justifica por lo tanto, hacer el balance final entre esta solución y la correspondiente a la configuración de entrada inductiva, cuyo único inconveniente es, exigir un componente más.

capítulo 4

Proyecto de fuentes de entrada inductiva

IV.1. Selección del circuito

En un planteo general de selección del circuito se deberán balancear económicamente las distintas soluciones:

1) Monofásico de entrada capacitiva
2) Monofásico de entrada inductiva
3) Trifásico o polifásico de entrada inductiva o sin filtro.

Si se grafican los costos correspondientes a la solución con las tres opciones en función de la potencia requerida se encuentran áreas propias de utilización, Fig. IV. 1, excluyendo otros factores de decisión. La selección es fundamentalmente económica, pero se ve afectada por los requerimientos de zumbido, regulación, rendimiento, impedancia de salida, etc., debiendo considerarse la Fig. IV.1 como simplemente indicativa.

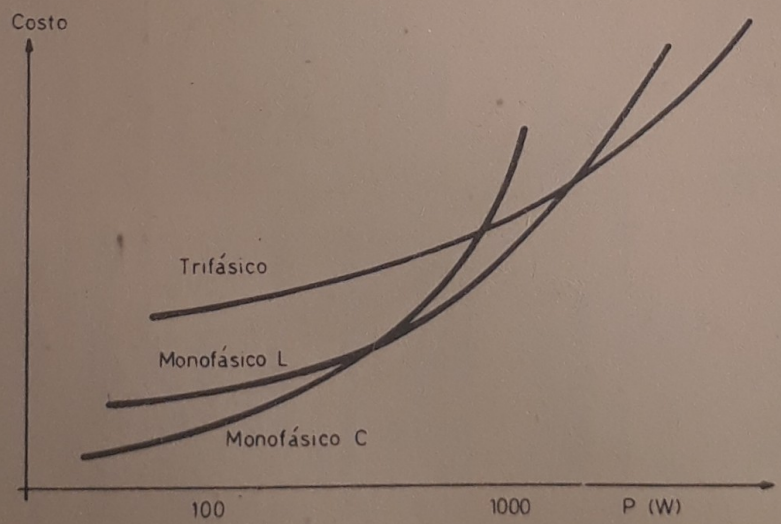
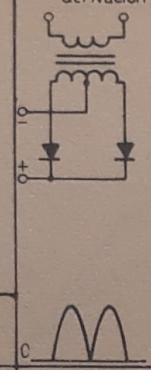
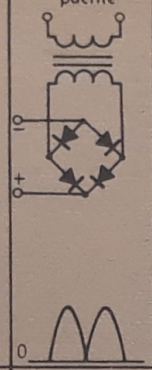
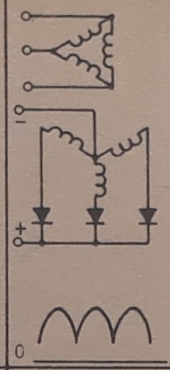
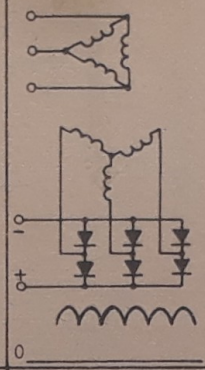
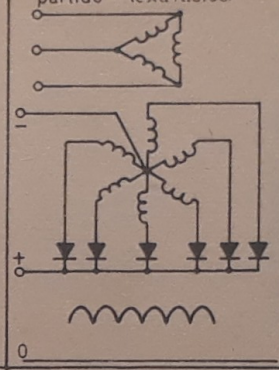
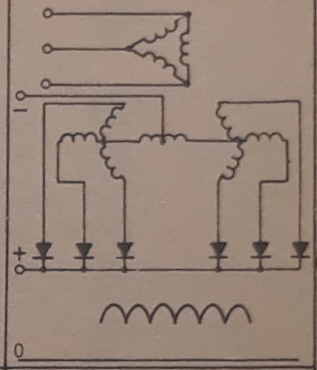


Fig. IV .1. Gráfica comparativa de costos.

CIRCUITO	Monofásico derivación	Monofásico puente	Trifásico estrella	Trifásico puente	Trifásico con secundario partido (exafásico)	Doble trifásico con impedancia
Forma de onda						
Número de rectificadores	2	4	3	6	6	6
Valor medio de la tensión a la salida	1	1	1	1	1	1
Valor eficaz de la tensión a la salida	1,11	1,11	1,02	1	1	1
Valor de cresta de la tensión a la salida	1,57	1,57	1,21	1,05	1,05	1,05
Tensión inversa de cresta por diodo	3,14	1,57	2,09	1,05	2,09	2,42
Corriente media a la salida	1	1	1	1	1	1
Corriente media por diodo	0,5	0,5	0,333	0,333	1,67	0,167
Corriente eficaz por diodo	0,707	0,707	0,578	0,578	0,408	0,289

$n = \frac{\text{Corriente de cresta}}{\text{Corriente media}}$ por diodo	2	2	3	3	6	3
Tensión de cresta de fundamental de zumbido	0,667	0,667	0,25	0,057	0,057	0,057
Tensión eficaz de fundamental de zumbido	0,473	0,473	0,177	0,0404	0,0404	0,0404
Frecuencia de fundamental de zumbido	2F	2F	3F	6F	6F	6F
Zumbido a la salida (%)	48	48	18,3	4,2	4,2	4,2
$A = \frac{\text{Puls. fundam. zumbido}}{\text{Tens. cresta fund. zumb.}}$	$6\pi F$	$6\pi F$	$24\pi F$	$210\pi F$	$210\pi F$	$210\pi F$
Tensión eficaz secundaria por rama	1,11	1,11	0,855	0,428	0,74	0,855
Cte. eficaz por rama secundaria	0,707	1	0,578	0,816	0,408	0,289
VA secundarios	1,57	1,11	1,48	1,05	1,81	1,48
Corriente eficaz primario	1	1	0,47	0,816	0,577	0,408
VA primarios	1,11	1,11	1,21	1,05	1,28	1,05
VA promedio	1,34	1,11	1,35	1,05	1,55	1,26
Factor de potencia	0.9	0,9	0,826	0,955	0,955	0,955

Se consideran rectificadores ideales (sin caída ni fuga), transformador sin impedancia, e inductancia de entrada infinita.
Los valores de corriente, tensión y potencia se refieren a los valores de carga respectivos.

La preferencia de los circuitos rectificadores polifásicos en altas potencias resulta de:

1) Mejor aprovechamiento del trasformador (menor requerimiento de VA)

2) Menor exigencia de filtrado, debido a una menor tensión de alterna de entrada al filtro, y una mayor pulsación de esa señal.

3) Un trasformador trifásico más liviano y más económico que su contrapartida monofásico.

4) Asegurar carga pareja sobre las tres fases de distribución, mientras que el sistema monofásico carga una sola línea del sistema de distribución trifasica.

5) Mejor aprovechamiento de los diodos al disminuir la corriente eficaz para una corriente de carga dada.

La selección del circuito más apropiado depende del análisis sobre el mejor aprovechamiento de los elementos en cada una de las configuraciones posibles.

En la tarea de selección de la configuración es de suma importancia tomar en cuenta además el compartamiento frente a sobrecarga o francos cortocircuitos (véase Cap. VI) y las pérdidas de conmutación (véase IV. 3).

Desde el punto de vista del trasformador resultan más adecuados en orden decreciente de interés, las configuraciones trifasica puente, doble trifásica con impedancia de equilibrio, trifásica con secundario partido, trifásica estrella; y en potencias menores, la monofásica puente y la monofásica con secundario partido. Estos resultados se extraen de la Tabla IV.1. La observación atenta de la misma muestra un resultado que a veces puede sorprender: en algunas configuraciones circuitales los VAs son superiores a los VAp. La diferencia se debe a que los VAs indicados en la Tabla IV.1 corresponden al requerimiento de proyecto del trasformador, no a los VA exigidos por la carga. Por cierto, la obligación de proyectar el trasformador para VA superiores a los requeridos por la carga es un indicio de desaprovechamiento de aquél en esas configuraciones circuitales. Este desaprovechamiento se suele medir a través de un *factor de utilización, FU,* que se define por

$$FU = \frac{P}{\text{VA}} \qquad (1)$$

y siendo los VAp y VAs distintos, habrá dos factores de utilización.

Por lo dicho, serán más convenientes las configuraciones con mayor factor de utilización. Debemos pensar que si para la misma P se requieren más VA, ello significa una mayor corriente eficaz, lo que se traduce en mayores pérdidas. Con igual sobreelevación de temperatura resultará un trasformador más voluminoso.

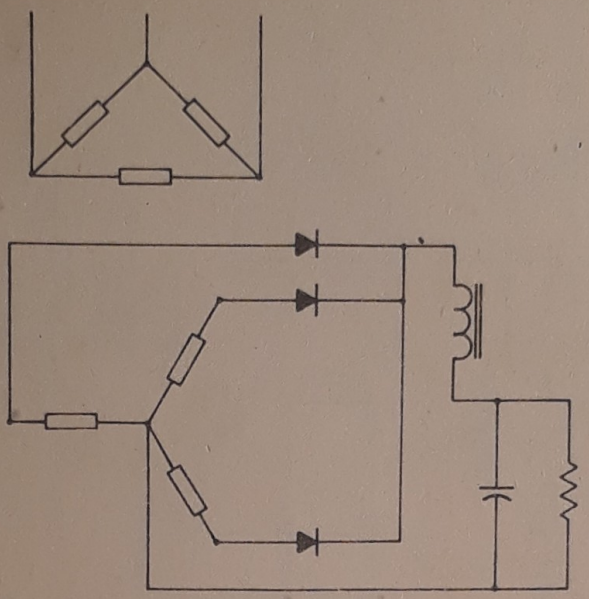


Fig. IV.2. Circuito rectificador trifásico estrella de media onda.

Por el requerimiento de filtrado las configuraciones trifásica puente, doble trifásica con impedancia de equilibrio, y trifásica con secundario partido, presentan igual exigencia y requieren un inductor 25 veces menor al necesario en la configuración trifásica estrella para igual zumbido sobre la carga.

El mejor aprovechamiento de los diodos se mide a través de la corriente eficaz requerida para una carga dada; la corriente eficaz es la que fija la capacidad de corriente media del dispositivo. Resulta más favorable en este aspecto la configuración doble trifásica con impedancia de quilibrio, luego la trifásica puente y estrella. Si se considera que el costo varía proporcionalmente a la exigencia de corriente, y muy poco con la exigencia de tensión (dentro de ciertos límites) resultan con un costo similar de diodos el circuito trifásico estrella y el doble trifásico con bobina de equilibrio, un 50 % mayor el trifásico con secundario partido, y un 100 % superior el trifásico puente.

Por otro lado, si la tensión es baja, la caída de tensión sobre los diodos pasa a tener una influencia importante sobre el requerimiento de tensión de secundario y los VA. Esto invalida las configuraciones puente para bajas tensiones de salida.

El trifásico estrella, Fig. IV.2, por su parte presenta el inconveniente de requerir un trasformador trifásico. No puede implementarse con un banco de tres trasformadores monofásicos por la circulación de corriente continua sobre el secundario. Este problema se obvia con las disposición zigzag, indicada en la Fig. IV.3. En esta figura se observa que hay una cancelación de flujo medio por cada fase. El inconveniente de esta disposición es que el trasformador es mucho más caro, requiere más cobre (un 15 % más), y más hierro; además, requiere la formación de dos bobinados simétricos por fase.

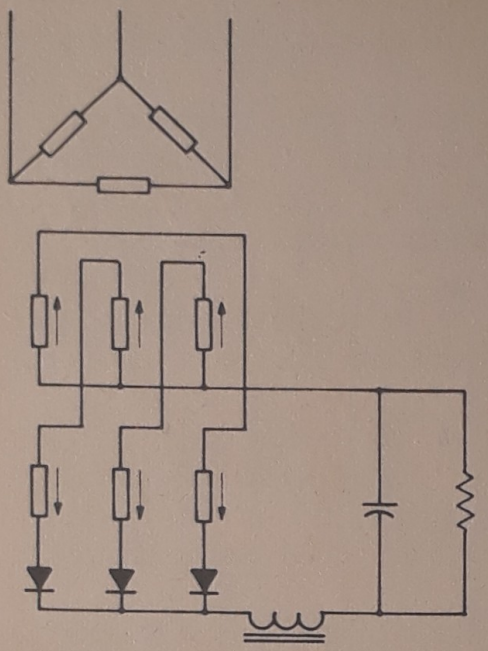


Fig. IV.3. Circuito rectificador trifásico zigzag de media onda.

Esta misma crítica vale para la configuración doble trifásica, que obliga al uso de trasformadores trifásicos; si se quiere implementar con un banco de trasformadores monofásicos, los secundarios deben formar una conexión zigzag. Esto se traduce en un trasformador menos económico. Por otro lado, en esta configuración, el inductor de equilibrio representa un elemento más, aunque no tan exigido como el inductor de filtro debido a que el flujo medio es nulo.

Estas limitaciones no son decisivas. La selección de un trasformador trifásico o un banco de trasformadores monofásicos es un punto controvertido. El trasformador trifásico provee un ahorro de hierro y consecuentemente una disminución de pérdidas y tamaño. Pero para asegurar la continuidad de funcionamiento, ante la falla de una fase del trasformador, con un sistema trifásico se requiere un 100 % de reserva, mientras que con un banco de trasformadores monofásicos sólo se requiere una reserva del 33 %. Es decir, sólo si se consideran los elementos de reserva el costo resulta favorable para un banco de trasformadores monofásicos.

Tabla IV.2

	Monofásico puente	*Trifásico puente*	*Exafásico puente*
VAp	1,11	1,05	1,05
E_{ef}	1,11	0,428	0,37
Z %	17	4	0,9

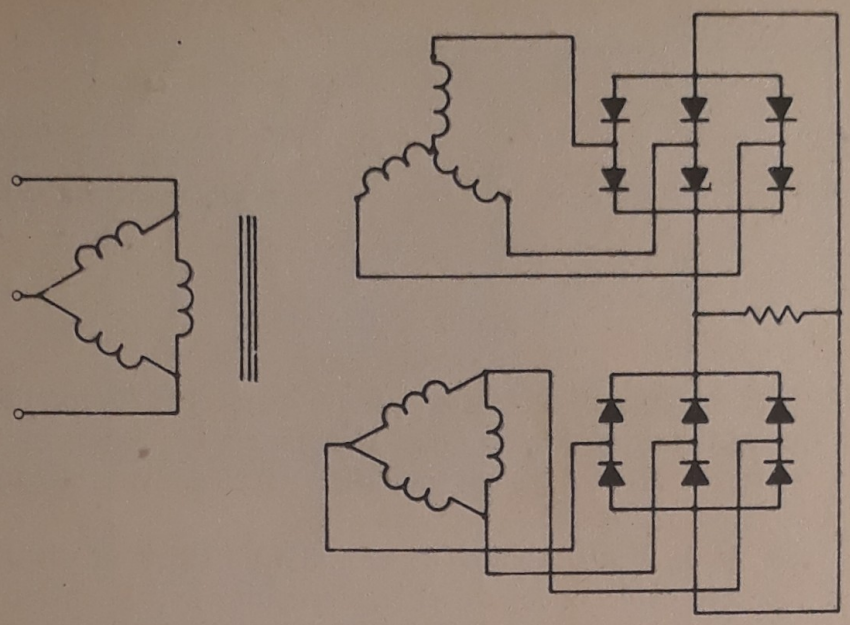


Fig. IV.4. Circuito rectificador exafásico.

Con adecuadas combinaciones de trasformadores se puede trasformar un sistema trifásico en un sistema polifásico. El interés de estas conexiones está en la simplificación del filtrado, haciéndolo en algunos casos innecesario, no en el aprovechamiento del trasformador. La Tabla IV.2 muestra, comparadas, las configuraciones puente monofásica, trifásica, y exafásica respecto a requerimientos de tensión eficaz, zumbido, y VAs.

Más conveniente que un incremento del número de fases es la asociación de grupos rectificadores con tensiones desfasadas. De este modo se tiene la ventaja del elevado factor de utilización de los sistemas trifásicos y el bajo zumbido de sistemas de mayor número de fases. Por ejemplo, el sistema de la Fig. IV.4 tiene un zumbido equivalente a un sistema de 12 fases, con un factor de utilización de un sistema trifásico.

En los circuitos trifásicos el primario se suele conectar en triángulo para reducir la presencia de contenido armónico sobre las líneas de alimentación. El secundario se conecta normalmente en estrella, pero puede conectarse en triángulo, o bien hacerse una combinación de ambos, Fig. IV.4.

IV.2. Inductancia óptima

Las relaciones dadas en la Tabla IV.1 deben ser corregidas para tener en cuenta características de los componentes reales y permitir una optimización del proyecto. Esta optimización significa introducir modificaciones para obtener el mejor resultado económico manteniendo las ventajas del circuito:

1) Alto factor de utilización

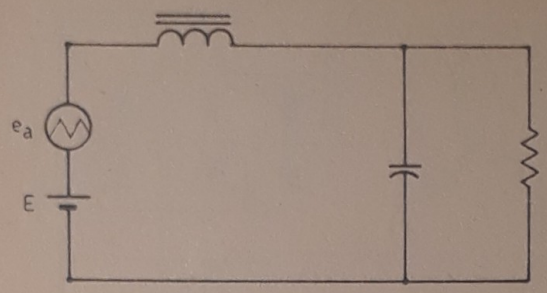


Fig. IV.5 Circuito equivalente a la entrada del filtro para fuentes de entrada inductiva.

2) Buena regulación
3) Bajo zumbido.

La Tabla IV.1 supone inductancia infinita para el inductor de filtro, sin resistencia; que el trasformador no tiene inductancia de dispersión ni resistencia, y que sobre los diodos no hay caída de tensión. Pero, ninguna de estas condiciones se tiene realmente.

Las ventajas de la configuración de entrada inductiva se mantienen si se asegura que siempre esté conectado el trasformador con la entrada del filtro a través de alguno de los diodos. Esto implica la circulación de una corriente permanente por el inductor. Esta condición se tiene si la inductancia es superior a un valor denominado critico, es decir

$$L \geqslant L_c \qquad (2)$$

y siendo el inductor uno de los elementos determinantes del costo, interesará cualquier solución que implique reducir la exigencia de inductancia hasta el mínimo tolerado para mantener las características del circuito.

Una condición de este tipo implica (véase Cap. I.3 y I.4) que la forma de onda a través del inductor no es más una continua pura; igualmente tendremos formas de onda distintas por los diodos y el trasformador. Al mantenerse la conexión permanente entre la entrada del filtro y el trasformador, el circuito equivalente es el que muestra la Fig. IV.5. Se ve que para la tensión poliarmónica de zumbido la carga es reactiva, dando lugar a formas de onda de corriente, como muestra la Fig. IV.6, correlacionadas con la tensión de zumbido para un sistema m-fásico. Esta corriente circula por el inductor, y sumada a la continua da un valor eficaz,

$$I_{L\,ef} = \sqrt{I^2 + \alpha^2 \frac{I^2}{2}} = I\sqrt{1 + \frac{\alpha^2}{2}} \qquad (3)$$

donde

$$\alpha = \frac{L_c}{L} \qquad (4)$$

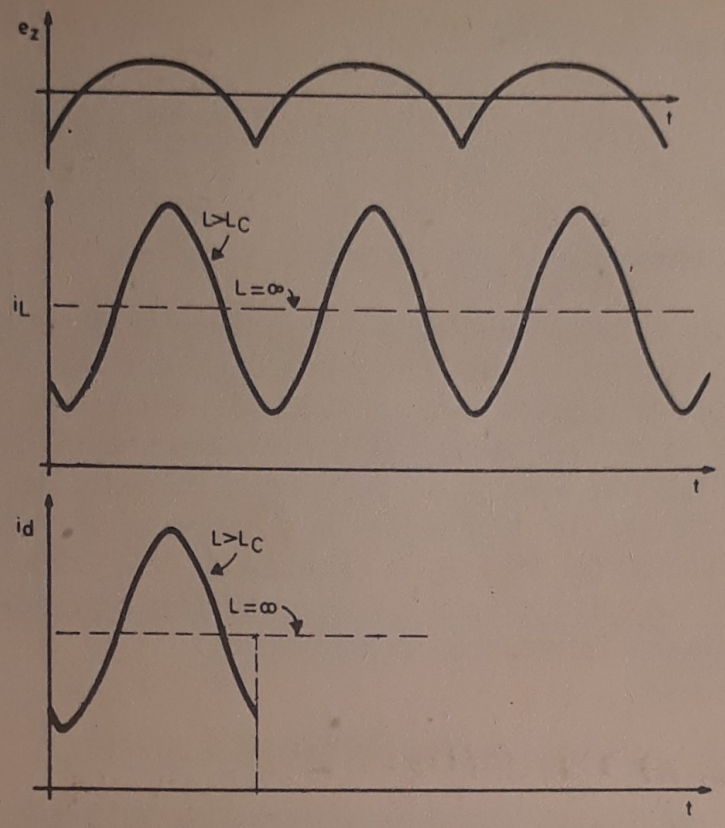


Fig. IV.6. Formas de onda correlacionadas de corriente por el inductor y diodo respecto a la tensión de zumbido a la entrada del filtro.

Igualmente, la corriente corregida por fase o rama está dada por

$$I_{efc} = I_{ef}\sqrt{1+\frac{\alpha^2}{2}} \qquad (5)$$

y la corriente de cresta por diodo, a su vez, se incrementa, siendo el valor corregido

$$I_{dpc} = I_{dp}\ (1 + \alpha) \qquad (6)$$

Como consecuencia del incremento de la corriente eficaz por rama aumenta la exigencia de VA, siendo los corregidos

$$VA_{sc} = VA_s\sqrt{1+\frac{\alpha^2}{2}} \qquad (7)$$

$$VA_{pc} = VA_p\sqrt{1+\frac{\alpha^2}{2}} \qquad (8)$$

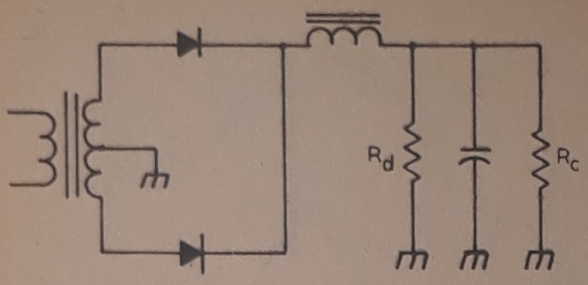


Fig. IV.7. Resistor de drenaje que permite disminuir la relación entre la corriente de carga máxima y mínima.

Si consideramos el caso límite de $\alpha = 1$, se tiene un incremento del 22 % en las corrientes eficaces, en los VA, y una duplicación de la corriente de cresta por los diodos respecto a la condición de inductancia infinita. Si se tomara un valor de $\alpha = {}^1/_2$, se tendría un leve incremento de la corriente eficaz y de los VA (un 6 %), y un 50 % en la corriente de cresta de los diodos. Se ve que con la duplicación de L respecto al valor crítico, se obtiene una reducción del 16 % en la exigencia de VA. Puede aceptarse en este caso que los VA coinciden con los correspondientes a inductancia infinita. Se habla así de una *inductancia óptima* cuando

$$L_{op} = 2L_c \qquad (9)$$

Un análisis más detenido muestra que el valor de inductancia óptima medido por el resultado económico está comprendido entre L_c y $2L_c$; más bien próximo a Lc

IV.2.1. *Resistencia de drenaje*

La expresión que da el valor de la inductancia crítica muestra la dependencia de ésta con la carga,

$$L_c = \frac{R}{A} \qquad (10)$$

donde A es un factor que depende de la configuración. En la Tabla IV.1 se da el valor correspondiente a cada configuración. Cuando la carga sea variable existirá un requerimiento de inductancia crítica para cada estado de carga. Las alternativas en este caso son:

1) Disponer un *inductor lineal*, con un valor de inductancia independiente de la corriente continua, superior al máximo requerido.

2) Disponer un *reactor variable* cuya inductancia varíe con la corriente media, asegurando para cualquier estado de carga una inductancia igual o superior a la crítica.

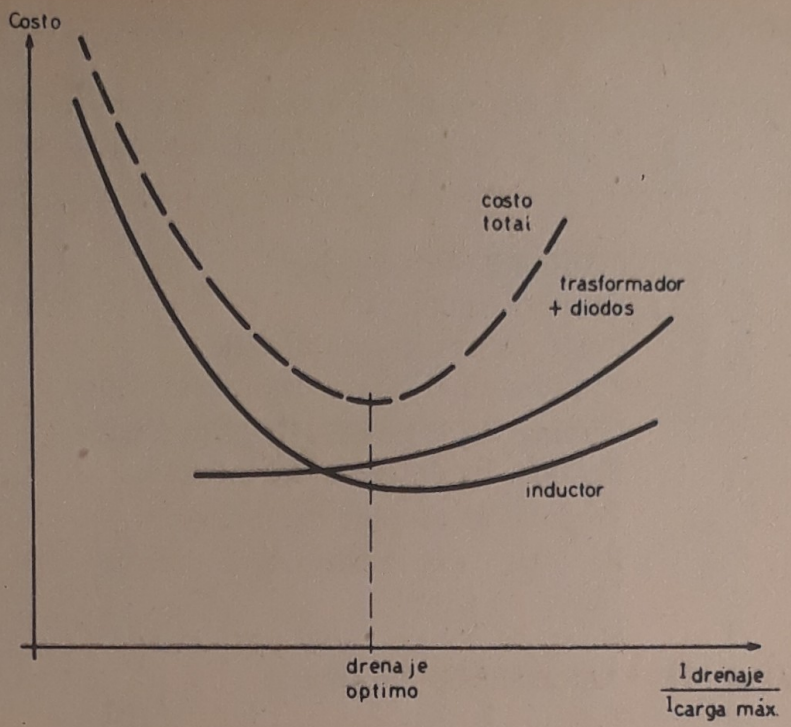


Fig. IV.8. Determinación del drenaje óptimo.

La mejor solución es la segunda porque lleva a un inductor más pequeño. El dimensionamiento de la sección del alambre del bobinado está impuesto prácticamente por la máxima corriente continua, y el dimensionamiento de la sección de hierro del núcleo por la mínima. Para que no resulte un reactor muy grande es conveniente reducir la variación de corriente media, si ésta tuviese una variación muy grande. Con ese fin se dispone una carga permanente adicional, representada por un *resistor de drenaje*, Fig. IV.7. Esta carga contribuye a reducir las exigencias de regulación como ventaja adicional, pero presenta una pérdida inútil de potencia en funcionamiento, y un mayor requerimiento de VA e I_{ef}. El valor del resistor de drenaje debe ser establecido balanceando la disminución de L con el incremento de VA. Un drenaje del 20 % de la carga máxima de la fuente, implica igual incremento en la corriente eficaz y los VA, una reducción del 17 % de la inductancia crítica para la condición de máxima carga, y un requerimiento de inductancia crítica para mínima carga (suponiendo carga mínima nula o muy baja) 6 veces superior a la mínima, que corresponde a máxima carga. Para el cálculo del reactor variable véase Cap. VIII.3.

Se ve que un incremento de la corriente de drenaje significa un mayor costo para el trasformador y los diodos. El costo del inductor disminuye hasta una determinada corriente de drenaje, a partir de la cual éste también aumenta debido a la mayor corriente continua circulante, Fig. IV.8. El proyecto ten-

dría así el valor óptimo de la corriente de drenaje para el mínimo de la suma de costos.

Dada la potencia puesta en juego, el balance económico deberá hacerse atendiendo el costo inicial y el gasto de funcionamiento, siendo el gasto anual, si

T:	Costo del trasformador
L:	Costo del inductor
R_d:	Costo del resistor de drenaje
P_{th}:	Pérdidas en el hierro del trasformador
Pt_{cu}:	Pérdidas en el cobre del trasformador
P_{Lh}:	Pérdidas en el hierro del inductor
P_{Lcu}:	Pérdidas en el cobre del inductor.
P_{Rd}:	Pérdidas en la resistencia de drenaje
C:	Indice de carga
t:	Horas de conexión del trasformador
a:	Amortización del capital
p:	Precio del kWh
G:	Gasto anual

$$G = (T + L + R_d)\, a + [P_{th} + P_{Lh} + C^2\ (P_{tcu} + P_{Lcu} + P_{Rd})]\, t \,.\, p \qquad (11)$$

donde las variables T, L, R_d, C y las distintas pérdidas son función de P_{Rd}. Para el cálculo de C se deberá determinar el valor cuadrático medio de la carga en relación al valor nominal.

IV. 3. Pérdida de conmutación

En la deducción de las relaciones dadas en la Tabla IV.1 se ha supuesto que el trasformador no tiene inductancia de dispersión. La presencia de esta inductancia impide que la corriente pueda pasar bruscamente de un valor finito a cero, y viceversa, por las ramas del trasformador, como se requiere en el momento de la conmutación de una rama a otra, Fig. IV.9, en la que se indica, en punteado, la forma real de la corriente, mostrando conducción simultánea de dos ramas al mismo tiempo.

La conmutación da lugar a la aparición de una tensión transitoria; esta tensión originada en la inductancia de dispersión del trasformador modifica la tensión secundaria sobre los bornes externos del mismo, como indica la Fig. IV.10. Esta es la tensión que se rectifica, y se ve que el valor medio se reduce. La alteración representa para un sistema rectificador monofásico entre un 1 y un 3 %, dependiendo de la inductancia de dispersión del trasformador. Por lo tanto, es necesario modificar el valor de la Tabla IV.1 de la

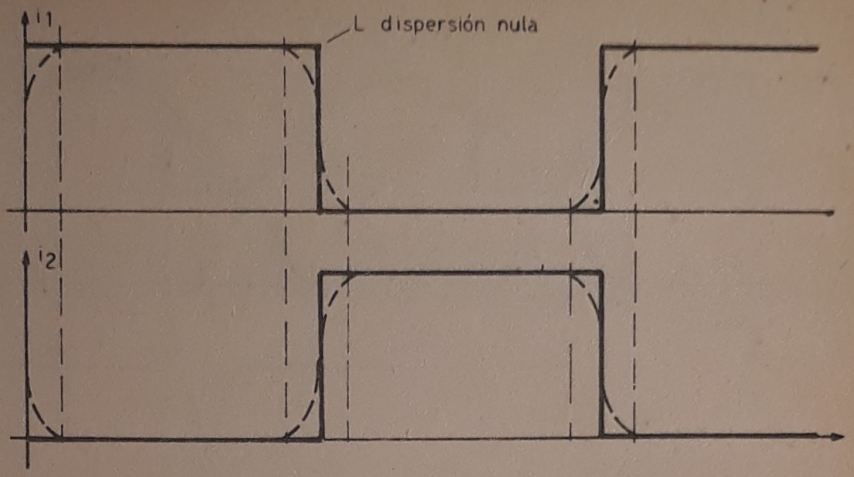


Fig. IV.9. Formas de ondas de corriente ideales y reales por los diodos en una fuente rectificadora monofásica.

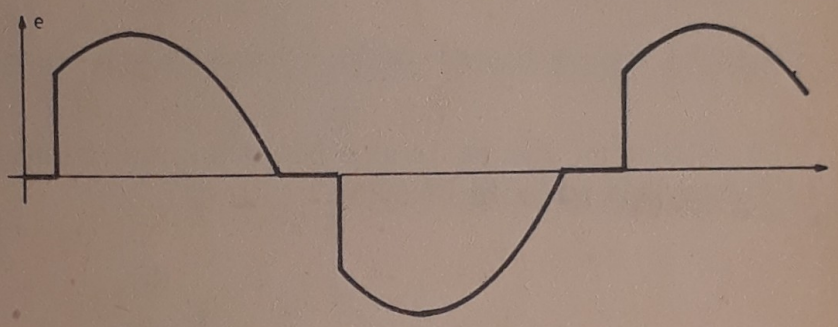


Fig. IV.10. Forma de onda a la salida del trasformador en una fuente rectificadora de entrada inductiva.

siguiente forma:

$$\frac{E_{sef}}{E} = 1{,}13 \qquad (12)$$

para un sistema monofásico, considerando una variación promedio estimativa del 2 %.

El cálculo de la *pérdida de conmutación* es relativamente complejo, dependiendo de la tensión inducida en la reactancia de fuga. Es decir, que para n conmutaciones por ciclo de tensión de red es, Fig. IV.11,

$$\Delta E_c = n \left[\frac{1}{2\pi} \int_o^{t_c} e_i \, dt. \right] \qquad (13)$$

donde e_i es la tensión inducida en la inductancia de dispersión por rama

$$e_i = - L_d \frac{di}{dt} \qquad (14)$$

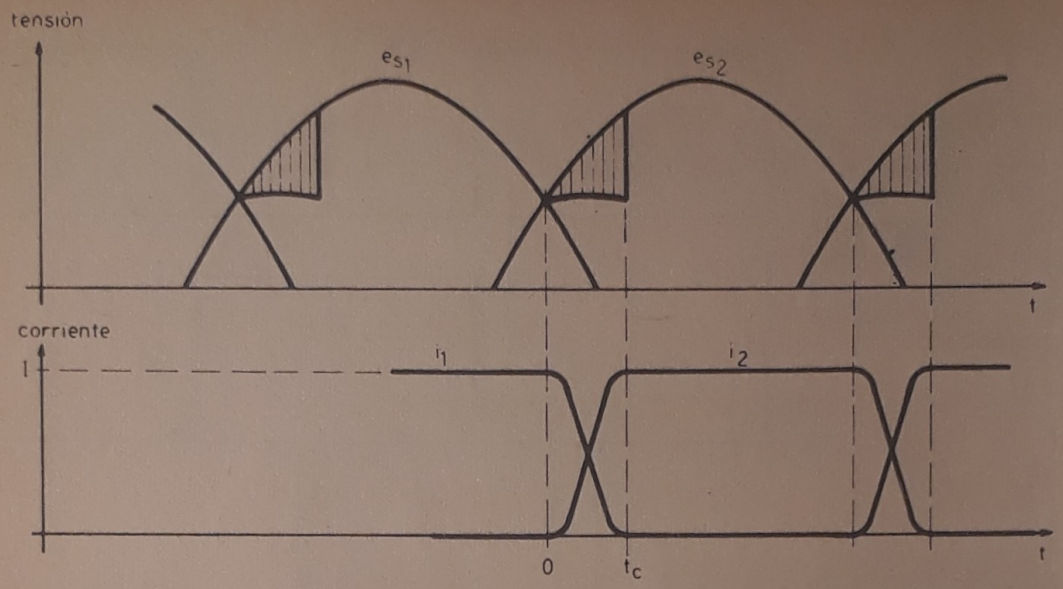


Fig. IV.11. Pérdida de conmutación, y formas de onda de corriente correlacionadas.

La tensión rectificada durante la conducción simultanea de dos diodos D_1 y D_2 esta dada por, Fig. IV.11,

$$e_r = e_1 - L_d \frac{di_1}{dt} \tag{15}$$

$$= e_2 - L_d \frac{di_2}{dt} \tag{16}$$

donde

$$i_1 + i_2 = I \tag{17}$$

de modo que

$$\frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} = 0 \tag{18}$$

es decir por (15), (16) y (17)

$$e_r = \frac{e_1 + e_2}{2} \tag{19}$$

de modo que se ve reducida en

$$\Delta e = e_2 - \frac{e_1 + e_2}{2} \tag{20}$$

y de este modo, la reducción total de tensión esta dada para un sistema m-fásico por

$$\Delta E_c = \frac{m}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2}+\frac{\pi}{m}}^{\frac{\pi}{2}+\frac{\pi}{m}+\alpha} \left(e_2 - \frac{e_1 + e_2}{2} \right) d\omega t = \frac{m}{2} E_m \operatorname{sen} \frac{\pi}{m} (1 - \cos \alpha) \tag{21}$$

donde α es el ángulo de conducción simultanea de dos ramas. El valor del ángulo α se deduce de la expresión de i_2, dado que para

$$\omega t = \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} \text{ es } i_2 = 0 \tag{22}$$

$$\omega t = \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} + \alpha \text{ es } i_2 = I \tag{23}$$

La variación de i_2 se obtiene de la ecuación diferencial que resulta de combinar (15) (16) y (18),

$$e_1 - L_d \frac{di_1}{dt} = e_1 + L_d \frac{di_2}{dt} = e_2 - \frac{di_2}{dt} \tag{24}$$

es decir

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{e_2 - e_1}{2 L_d} = \frac{E_m}{2} \left[\operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{2\pi}{m} \right) - \operatorname{sen} \omega t \right] \tag{25}$$

de donde

$$i_2 = - \frac{E_m}{L_d \omega} \operatorname{sen} \frac{\pi}{m} \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{m} \right) + \text{Cte} \tag{26}$$

La constante de integración se obtiene de la condición (22),

$$i_2 = \frac{E}{X_{cc}} \cdot \operatorname{sen}\frac{\pi}{m}\left[1 - \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right)\right] \qquad (27)$$

y el ángulo α de la condición (23), de donde

$$1 - \cos\alpha = \frac{X_{cc} I}{E_m \operatorname{sen}\frac{\pi}{m}} \qquad (28)$$

Reemplazando en (21) se obtiene

$$\Delta E_c = \frac{m}{2\pi} X_{cc} I \qquad (29)$$

Para una configuración puente se tiene

$$\Delta E_c = \frac{m}{\pi} X_{cc} I = \frac{n}{2\pi} X_{cc} I \qquad (30)$$

exceptuando el sistema monofásico para el cual

$$\Delta E_c = \frac{4}{\pi} X_{cc} I \qquad (31)$$

Para configuraciones serie si m es par la pérdida de conmutación esta dada por (29), y si es impar por

$$\Delta E_c = \frac{m}{2\pi} X_{cc} I \left(1 - \frac{1}{m}\right) \qquad (32)$$

Las pérdidas relativas están dadas por

$$\frac{\Delta E_c}{E} = \frac{X_{cc}}{2 E_m \operatorname{sen}\frac{\pi}{m}} \cdot I \qquad (33)$$

para las *configuraciones paralelo simple y puente.* Para las *configuraciones serie*, si m es impar

$$\frac{\Delta E_c}{E} = \frac{X_{cc}}{2\ E_m}\left(1 - \frac{1}{m}\right) I \tag{34}$$

y para m par

$$\frac{\Delta E_c}{E} = \frac{X_{cc}}{2\ E_m} I \tag{35}$$

Todas estas expresiones tienen validez sólo si α es menor que el ángulo de conducción, es decir, sólo si conducen dos diodos por vez. Estas expresiones muestran una ventaja importante de las configuraciones serie cuando se tiene un número elevado de fases, pues la pérdida relativa es constante, mientras que para las configuraciones paralelo simple y puente es desde ya superior y además creciente con el número de fases.

IV.3.1. *Constante del rectificador*

En trasformadores de potencia es usual trabajar con la *reactancia porcentual x,*

$$\frac{x\ (\%)}{100} = \frac{X_{cc}}{Z_n} = \frac{X_{cc}\ I_n}{E_s} = \frac{X_{cc}\ \mathrm{VA}_{n(f)}}{E_s^{\,2}} = \frac{VA_{n(f)}}{VA_{cc(f)}} = \frac{VA_n}{VA_{cc}} \tag{36}$$

que relaciona la reactancia de dispersión total de fase del trasformador con la impedancia de carga normal de fase. También coincide con la relación de los VA_n nominales a los VA_{cc} de cortocircuito de fase y totales, suponiendo como es usual para trasformadores de potencia o de alta tensión que

$$R_{cc} < X_{cc} \tag{37}$$

Cuando la relación se da en VA es indiferente que sean los de fase o los totales, puesto que

$$\frac{VA_n}{VA_{cc}} = \frac{VA_{n(f)}}{VA_{cc(f)}} \tag{38}$$

Tabla IV-III	
Configuración	*Constante K*
Monofásico derivación	0,707
Monofásico puente	0,707
Trifásico media onda	0,866
Trifásico derivación	1,5
Trifásico puente	0,5
Doble trifásico con bobina equilibrio	0,5

Las expresiones (29) y (30) también se pueden expresar

$$\frac{\Delta E_c}{E} = \frac{n}{2\pi}\,\frac{Ix}{E} = \frac{n}{2\pi}\,\frac{X_{cc}}{R} \qquad (39)$$

De este modo, impuesta una resistencia de carga y la reactancia de dispersión, la pérdida relativa depende del número de conmutaciones por ciclo de tensión primaria de red. Resulta adecuado relacionar la reactancia de dispersión con la reactancia porcentual x a través de una constante que tome en cuenta la configuración, es decir

$$\frac{\Delta E_c}{E} = K\,x \qquad (40)$$

de donde

$$K = \frac{\Delta E_c}{E}\cdot\frac{1}{x} = \frac{n}{2\pi}\,\frac{I\,X_{cc}}{E}\cdot\frac{1}{x} \qquad (41)$$

Por ejemplo, para un sistema rectificador trifásico puente es

$$n = 6$$

$$VA_n = 3\,VA_{n(f)} = 1{,}05\,E\,.\,I$$

$$E_n = \sqrt{3}\,E_s = \sqrt{3}\,.\,0{,}428\,.\,E = 0{,}74\,E$$

de modo que

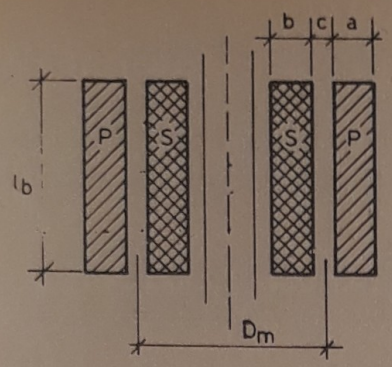


Fig. IV.12. Bobinados concéntricos

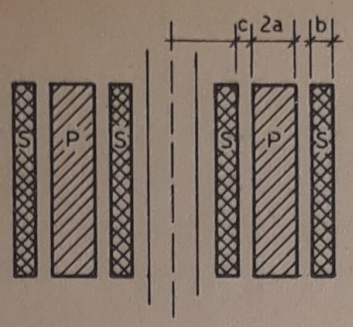


Fig. IV.13. Disposición biconcéntrica de bobinados

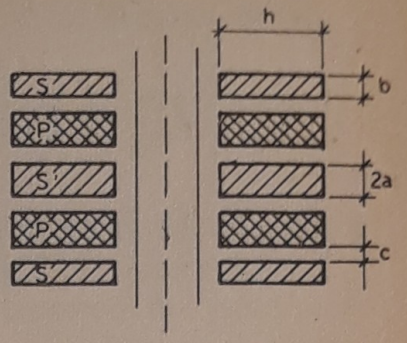


Fig. IV.14. Disposición en galletas de bobinados.

$$K = \frac{n}{2\pi}\cdot\frac{I}{E}X_{cc} \qquad \frac{E_s^2}{X_{cc}\ VAn_{(f)}} = \frac{n}{2\pi}\frac{I}{E}\ \frac{E_n^2}{3\ VAn_{(f)}} = \frac{6}{2\pi}\frac{(0{,}74)^2}{1{,}05} = 0{,}5$$

La Tabla IV.3 indica el valor de la *constante del rectificador* para otras configuraciones. Con el conocimiento de esta constante y la reactancia porcentual del trasformador se puede determinar la pérdida de conmutación. Está pérdida puede ser importante, atendiendo a que x está en el orden de 2 a 8 %, según la potencia y tensión del trasformador.

IV.3.2. *Inductancia de dispersión*

La inductancia de dispersión referida al primario para dos bobinados concéntricos, Fig. IV.12, está dada por

$$L_d = \frac{4\pi n_1^2}{l_b}\left(\frac{a+b}{3}+c\right) l_m \times 10^{-9} \qquad (42)$$

donde n_1: Espiras del primario
l_b: Longitud del bobinado en cm
l_m: Longitud de la espira media de los bobinados en cm
a: Altura del bobinado primario en cm
b: Altura del bobinado secundario en cm
c: Separación de bobinados en cm

Para bobinados biconcéntricos, Fig. IV.13, es

$$L_d = \frac{2\pi n_1^2}{l_b}\left(\frac{a+b}{3}+c\right)\cdot l_m \cdot 10^{-9} \qquad (43)$$

y para bobinados en m galletas, Fig. IV.14, es

$$L_d = \frac{4\pi n_1^2}{m \cdot h}\left(\frac{a+b}{3}+c\right)\cdot l_m \cdot 10^{-9} \qquad (44)$$

donde h: Altura del bobinado de la galleta en cm.

La inductancia de dispersión de secundario se obtiene reemplazando en las expresiones anteriores n_1 por n_2. Este es el valor usado en los cálculos de la pérdida de conmutación y corriente de cortocircuito.

Con el conocimiento de L_d se puede determinar

$$X_{cc} = L_d \cdot \quad \omega \qquad (45)$$

y la reactancia porcentual, relación entre la caída en X_{cc} a la tensión de bobinado, es

$$x\ (\%) = 100\ \frac{X_{ccs} \cdot I_s}{E_s} \qquad (46)$$

Las expresiones (42), (43) y (44) nos muestran que la reactancia de dispersión es creciente con la potencia (mayores valores de a y b) y con la tensión (mayores valores de c). Esto explica porqué en sistemas de baja potencia se pueden despreciar los efectos reactivos de la dispersión, pero no en sistemas de alta potencia.

Por *ejemplo*, para un trasformador trifásico de 10 kVA, una tensión secundaria por fase de 10 kV, con bobinados concéntricos cuyas características son: $N_2 = 7000$ espiras, $l_b = 22{,}8$ cm, $l_m = 40{,}1$ cm, $a = 0{,}8$ cm, $b = 1{,}8$ cm, $c = 1$ cm, la inductancia de dispersión referida al secundario vale, expresión (42)

$$L_d = \frac{12{,}5 \cdot 7^2 \cdot 10^6}{22{,}8}\left(\frac{0{,}8+1{,}8}{3}+1\right)\cdot 40{,}1 \cdot 10^{-9} = 2\text{Hy}$$

La reactancia de cortocircuito está dada por la expresión (45)

$$X_{cc} = 314 \cdot \quad 2\,\Omega$$

y la porcentual por la expresión (46),

$$x\ (\%) = \frac{100 \cdot 628 \cdot 0{,}333}{10^4} = 2{,}09\ \%$$

IV.4. Condición de regulación

Además de la pérdida de conmutación habrá que tener en cuenta la caída inevitable de tensión sobre la resistencia del trasformador, el inductor y los diodos, incrementando la tensión continua, dato, E

$$E_o = E + m E_d + R_t I + R_L I + \frac{n I X_{cc}}{2\pi} \qquad (47)$$

donde m : número de diodos en serie en el lazo de conducción de la rama
E_d : caída de tensión directa media en cada diodo
R_t : resistencia del trasformador
R_L : resistencia del inductor
n : número de conmutaciones por ciclo de red
X_{cc} : reactancia de dispersión por rama

La expresión (47) muestra que una variación de corriente de carga afecta a la tensión continua de salida, siendo la *regulación*

$$r\,(\%) = 100\,\frac{(R_t + R_L)}{R} \cdot \frac{\Delta I}{I} + \frac{n}{2\pi}\frac{X_{cc}}{R}\frac{\Delta I}{I} \cdot 100 \qquad (48)$$

de la cual se puede obtener el valor de la resistencia R_t más R_L. De no existir requerimiento de regulación, o ser muy reducida la variación de $\frac{\Delta I}{I}$, el valor que resulta de la expresión (48) puede representar una excesiva caída de tensión; de modo que siempre habrá que considerar una caída máxima admitida por razones de rendimiento, y mejor aprovechamiento del trasformador e inductor.

IV.4.1. *Resistencia de trasformador*

Para sistemas monofásicos, la resistencia de bobinado total primaría más secundaria trasferida, que interpreta las pérdidas en el cobre, puede estimarse en función de los VA requeridos utilizando la curva de la Fig. III.14. Para una configuración monofásica puente donde

$$VA = 1{,}13\,P = 1{,}13\,E\,.\,I = 1{,}13\,R\,I^2 \qquad (49)$$

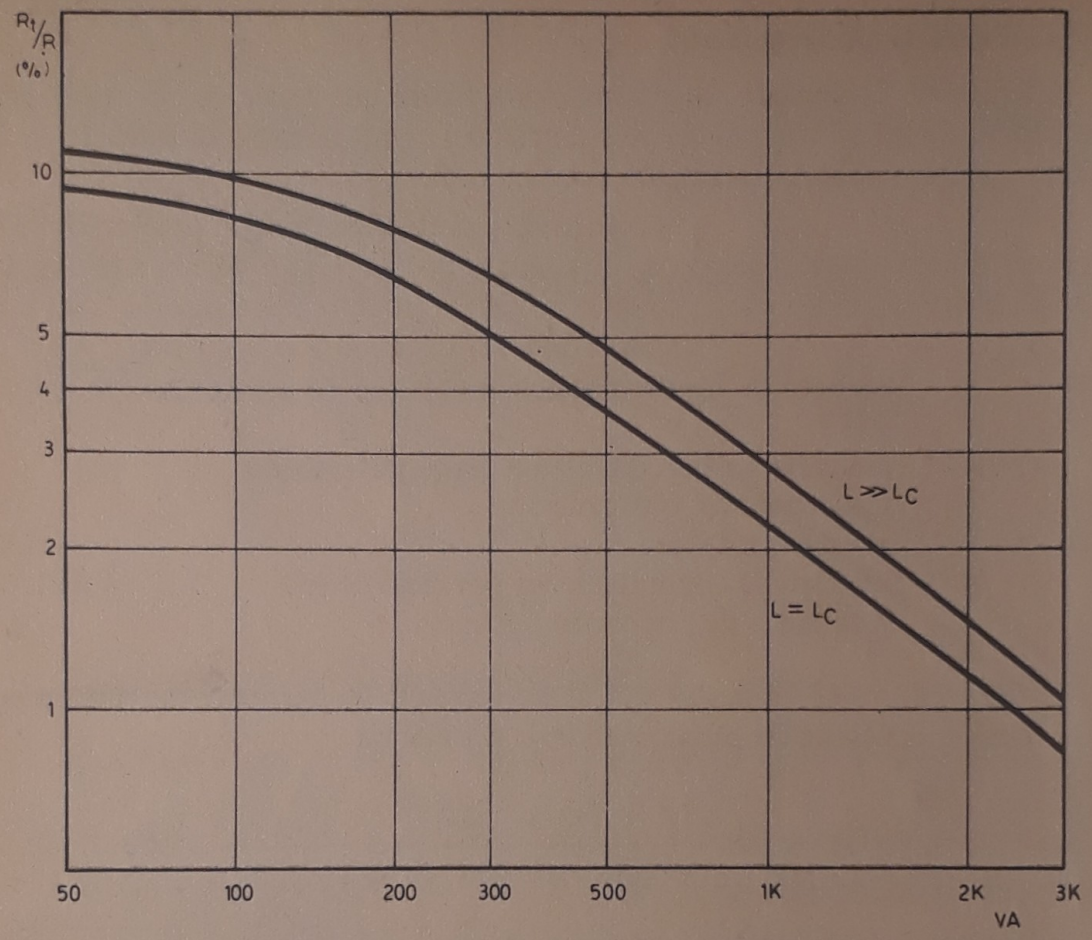


Fig. IV.15. Resistencia de trasformador para una sobreelevación de temperatura de 60 °C en función de los VA de secundario.

y dado que

$$P_{cu} = R_t I^2_{ef} = 2 R_t I^2_{def} \qquad (50)$$

también se puede expresar

$$\frac{R_t}{R} = \frac{P_{ou}\ 1{,}13}{VA\ 2} \left(\frac{I}{I_{def}} \right)^2 \qquad (51)$$

que indica aproximadamente la regulación del trasformador monofásico más adecuada en función de la potencia, cuya gráfica se da en la Fig. IV.15. Esta relación resulta de admitir una sobreelevación de temperatura de 60° C, común en los trasformadores comerciales con aislaciones estándar y temperatura de operación ambiental máxima de 50° C. Esta condición de proyecto

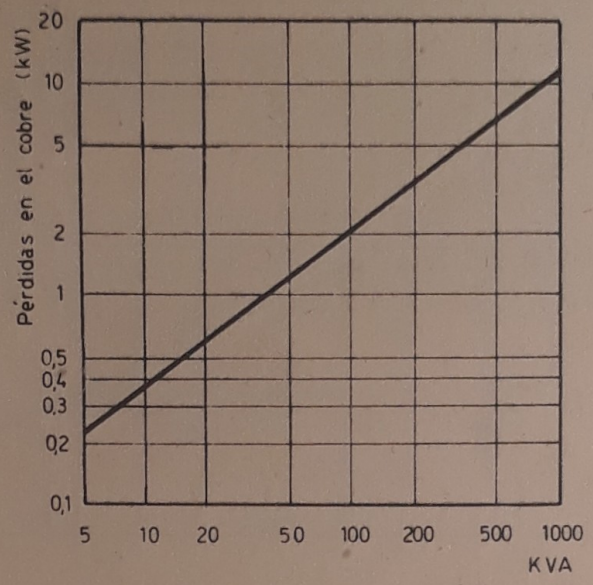


Fig. IV.16. Pérdidas estimadas en el cobre en función de los VA para trasformadores trifásicos.

podrá usarse sólo si la exigencia de regulación da un valor superior, descontando la regulación del inductor y la debida a la conmutación.

También se puede calculár en base a la resistencia porcentual

$$R_t = \frac{r_p\ (\%)}{100} \cdot \frac{E_s}{I_{ef}} \tag{52}$$

En efecto, si R_t es la resistencia de trasformador trasferida al secundario, la caída de tensión es

$$E_t = R_t \cdot I_{ef} \tag{53}$$

que se puede escribir

$$E_t = \frac{R_t\ \ I_{ef}^2}{I_{ef}} \tag{54}$$

y referida a la tensión eficaz secundaria en vacío da la resistencia porcentual

$$r_p\ (\%) = 100 \frac{E_t}{E_s} = 100\ \frac{R_t\ \ I_{ef}^2}{E_s\, I_{ef}} = 100\ \frac{P_{cu}}{VA + P_{cu}} \tag{55}$$

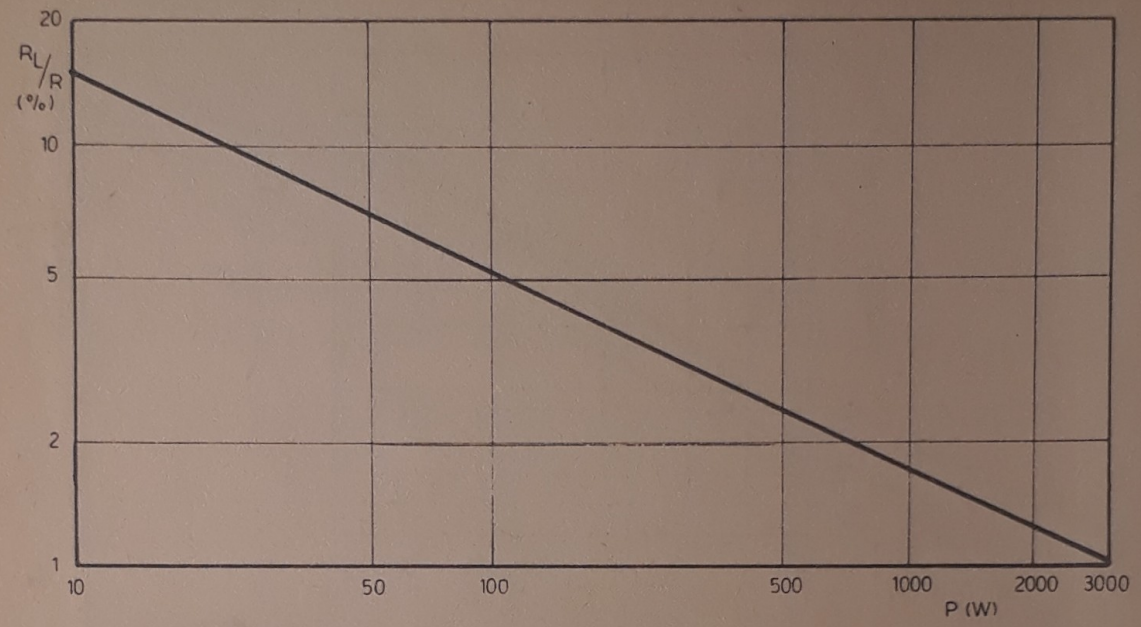


Fig. VI.17. Estimación de la resistencia de inductor con la potencia de carga de la fuente.

Para un trasformador trifásico es

$$P_{cu} = 3\, R_t\, I_{ef}^2 \qquad (56)$$

donde R_t es la resistencia de trasformador secundaria trasferida por fase, de modo que la resistencia porcentual por fase es

$$r_p\ (\%) = 100 \frac{E_t}{E_s} = 100\, \frac{R_t\ I_{ef}^2}{E_s\, I_{ef}} = 100\, \frac{P_{cu}}{3\, E_s\, I_{ef}} = 100\, \frac{P_{cu}}{V\, A + P_{cu}} \qquad (57)$$

donde E_s es la tensión de fase.

La Fig. IV.16, permite estimar las pérdidas en el cobre para trasformadores trifásicos, suponiendo sobreelevación máxima.

IV.4.2. *Resistencia del inductor*

Es posible, igualmente, encontrar una relación que establezca la cota máxima de regulación del inductor en función de la potencia de continua requerida por la carga, para alcanzar la sobreelevación de temperatura máxima permitida, Fig. IV.17. Esta curva debe considerarse simplemente indicativa. Valores menores de resistencia implicarán menor sobreelevación de temperatura, y un mayor tamaño del inductor. Bajo carga constante, para la

misma potencia e igualdad en la sobreelevación de temperatura, resulta menor el tamaño del inductor (suponiendo inductancia del orden de la crítica); en consecuencia, es más conveniente imponer una resistencia menor para el inductor cuando exista un máximo permitido. Cuando la carga es variable, este resultado puede invertirse, dependiendo de la variación de la corriente de carga.

IV.4.3. *Variación de la resistencia con la carga*

La expresión (48) supone que no hay variación de resistencia con la variación de carga. La expresión de la regulación debida a la parte resistiva deberá ser corregida,

$$r_c = \frac{R_M I_M - R_m I_m}{R I_M} = r + \frac{\Delta R}{R}\left(1 - \frac{\Delta I}{I}\right) \qquad (58)$$

de modo que la regulación de entrada a la curva de la Fig. III.5 es

$$r = r_c - \frac{\Delta R}{R}\left(1 - \frac{\Delta I}{I}\right) \qquad (59)$$

donde $\Delta R/R$ depende de la variación de temperatura, que, a su vez, depende de la variación de la carga. En el proyecto deberá adoptarse un valor de tentativa, y luego verificarse. Podrán considerarse valores iniciales de tentativa entre el 5 y el 20 %, según sea la variación de carga y potencia.

IV.5. Condiciones de corriente máxima

En algunos casos, para tener un mejor aprovechamiento de los diodos rectificadores, se deberá elegir un valor de inductancia significativamente superior a L_c. En efecto, en los diodos de alta capacidad de corriente la relación corriente de cresta repetitiva a corriente media es relativamente baja, de modo que si se pretende aprovechar a pleno el diodo, el valor de la inductancia estará limitado por la condición

$$n\left(1 + \frac{L_c}{L}\right) \leqslant \frac{I_{FRM}}{I_d} = B \qquad (60)$$

donde n depende de la configuración, y para un sistema trifásico simple se obtiene de la Tabla IV.1

$$L \geqslant \frac{L_c}{\frac{B}{3} - 1} \qquad (61)$$

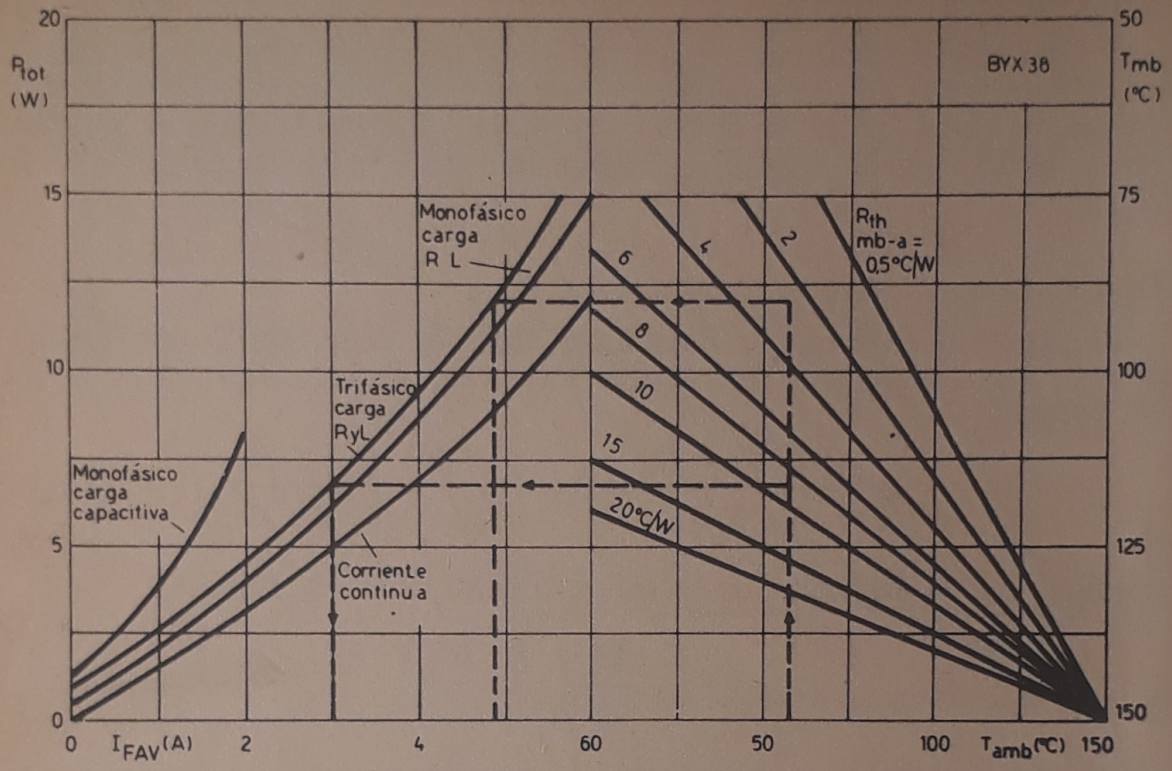


Fig. IV.18. Característica de reducción del diodo BYX38.

y en general

$$L \geqslant \frac{L_c}{\frac{B}{n} - 1} \qquad (62)$$

de modo que la inductancia será L_c si el valor de $\frac{B}{n}$ es superior a 2, y estará dado por la condición (62) si $\frac{B}{n}$ es menor que 2.

Si esta condición lleva a un valor excesivo de inductancia habrá que sopesar una selección de diodos de mayor capacidad de corriente media. El valor de corriente de cresta máxima a considerar es el que corresponde a la corriente de cresta directa repetitiva, I_{FRM}. Por ejemplo, para el diodo BYX38 es $I_{FRM} = 20$ A; con $T_{amb} = 65°$ C, resistencia térmica caja-ambiente de 8° C/W, es $I_F = 3$ A, Fig. IV.18, suponiendo plena capacidad de aprovechamiento. En consecuencia, para un sistema trifásico es

$$L \geqslant \frac{L_c}{\frac{20}{9} - 1} = \frac{L_c}{1{,}22} \qquad (63)$$

Por consecuencia, en este ejemplo, no se requiere incrementar la inductancia por encima de su valor crítico. Si se pretendiese aprovechar mejor el diodo, disminuyendo la resistencia térmica caja-ambiente a 2° C/W, entonces se puede incrementar la capacidad de corriente media a 4,8 A. Para esta condición, suponiendo también plena carga,

$$L \geqslant \frac{L_c}{\frac{20}{14{,}4} - 1} = 2{,}57\ L_c \qquad (64)$$

Es decir, un mejor aprovechamiento del diodo puede implicar en los sistemas polifásicos una exigencia de inductancia superior a la crítica.

En el establecimiento de la relación corriente de cresta a corriente media por diodo se ha supuesto un inductor lineal dentro del ciclo de la señal. Difícilmente se tenga esta condición por la presencia de la fuerza magnetizante de continua. Es posible en este caso que la relación se modifique, debiendo evitarse la saturación del núcleo con la inducción de alterna para no tener apartamientos notables (véase Cap. VIII.3.).

IV.6. Condición de zumbido

Impuesto el valor de L por la más exigente de las condiciones anteriormente analizadas, se podrá satisfacer la condición de zumbido calculando el valor de la capacidad por la expresión correspondiente,

$$z\ (\%) = \frac{\text{zumbido a la entrada del filtro}}{\omega^2\ L\ C - 1} \qquad (65)$$

Los valores del zumbido a la entrada y la pulsación se obtienen de la Tabla IV.1. para la configuración seleccionada. El valor dado por la expresión (65) debe ser aumentado por la tolerancia del capacitor.

Puede darse el caso que exista un valor comercial de capacidad próximo por defecto, y en este caso puede resultar más conveniente incrementar levemente la inductancia para satisfacer la exigencia de zumbido, adoptando el capacitor comercial próximo en defecto. De no ser así cabría la posibilidad de pasar al valor comercial más próximo en exceso. Si el salto es elevado se pueden disponer dos capacitores en paralelo, de modo de satisfacer la capacidad exigida. Si el valor de capacidad requerido es muy elevado, puede resultar más económico adoptar una celda de filtrado adicional. Esto obliga al replanteo del proyecto por el agregado de una caída adicional de tensión, y la alteración de regulación de los elementos anteriormente calculados.

IV.7. Tolerancias de componentes

En todos los casos se deben tener en cuenta las tolerancias de los componentes, considerando la situación más desfavorable. En particular el valor de inductancia debe ser aumentado un 30 % para cubrirse contra la dispersión de cálculo y realización, salvo que existan antecedentes de la laminación usada, en cuyo caso puede reducirse el valor anterior. Si se empleara un resistor de drenaje, su tolerancia influira también en la determinación de la resistencia crítica.

Deberá asimismo tenerse en cuenta la temperatura, especialmente cuando haya temperaturas ambiente elevadas (caso común), y sobreelevaciones importantes. La temperatura ambiente es la circundante al componente, que podrá estimarse en función de las pérdidas totales y la trasferencia de calor del gabinete de montaje al ambiente externo. Estos valores podrán ser modificados como consecuencia de ensayos posteriores. La sobreelevación de temperatura modifica apreciablemente la resistencia de bobinados, de modo que ésta deberá verificarse a la temperatura máxima de operación, y tomarse en cuenta su variación en el cálculo de la regulación.

IV.8. Ejemplo de aplicación

Son datos

E = 24 volts ± 1,5 volts
Corriente de carga máxima = I_M = 2 A
Corriente de carga mínima = I_m = 0,5 A
$z, \leqslant$ 5 %
Regulación $\leqslant$ 10 %
T_{amb} máxima = 50° C
T_{amb} mínima = 20° C
Tensión de red nominal = 220 volts, f = 50 Hz

Se selecciona la configuración monofásica puente.

Se calculan

$$I_d = \frac{I}{2} = 1 \text{ A}$$

que permiten preseleccionar el diodo BY126, Fig. III.11. Con $T_a = 60°$ C, a = 1,41 × 1,22 = 1,72, se comprueba que verifica la corriente media si se suelda sobre puente de terminales, con alambres muy cortos.

De la Fig. I.19, se deduce que

$$E_d = 0{,}8 \text{ V}$$

$$R_d = 0{,}1 \pm 0{,}04 \ \Omega$$

que permite calcular

$$\frac{R_d}{R}(\%) = \frac{0{,}20}{12} \cdot 100 = 1{,}67\ \%$$

Con la expresión (20), suponiendo $\frac{\Delta R}{R} = 5\ \%$,

$$r = 10 - 0{,}05\ (1 - 0{,}75) = 8{,}75\ \%$$

por variación de resistencia con la carga.

De la Fig. III.5 se obtiene para $r = 8{,}75$ y $\Delta I/I = 0{,}75$

$$\frac{R_s}{R} \leqslant 11{,}6$$

De este modo la tensión continua requerida debe ser

$$E_o = E + R_s I + 2 E_d = 24 + 1{,}39 \cdot 2 + 1{,}6 = 28{,}4\ \text{V}$$

y si $L \gg L_c$, resulta

$$\text{VA}_s = 1{,}11 \times 28{,}4 \cdot 2 \cong 64\ \text{VA}$$

Tomando $L = L_c$ es $\text{VA}_s = 78$ VA

Del gráfico de la Fig. IV.15 se deduce la mejor relación para R_t/R, para un dimensionamiento económico del trasformador.

$$\frac{R_t}{R} = 8{,}5\ \%$$

Para simplificar el proyecto del inductor adoptamos

$$\frac{R_t}{R} = 5{,}5\ \%$$

Descontando 1,6 % del diodo, resulta

$$\frac{R_L}{R} = 4{,}43\ \%$$

que es también inferior al valor admitido por sobreelevación de temperatura.

La inductancia crítica para mínima carga es

$$L_c = \frac{57}{942} = 61 \text{ mH}$$

y para máxima carga

$$L_c = \frac{14{,}3}{942} = 15 \text{ mH}$$

Considerando las tolerancias de proyecto, se especifica

$$L_{CM} = 79 \text{ mH} \quad \text{a } I = 0{,}5 \text{ A}$$

$$L_{cm} = 19{,}5 \text{ mH} \quad \text{a } I = 2 \text{ A}$$

Para asegurar el zumbido debe ser, considerando la corrección de temperatura c_t, Fig. III.8,

$$C = \left(\frac{47}{z} + 1\right) \frac{1}{4\,\omega^2\,L} \frac{c_t}{1-t} = 586\ \mu\text{F}$$

Se adopta

$$C = 680\ \mu\text{F} \,.\, 40\ V_1 - 10\,\%$$

La tensión debe asegurarse dentro de

$$\frac{\Delta E}{E} = 6{,}3\ \%$$

incluyendo en la misma las siguientes dispersiones:

1) Tensión secundaria de trasformador para tensión nominal de red
2) Inductancia de dispersión del trasformador.
3) Resistencia del trasformador y su variación con la temperatura ambiente
4) Resistencia del inductor y su variación con lá temperatura ambiente
5) Caída en el diodo

Suponiendo una pérdida de conmutación del 1 % en la inductancia de

dispersión, debe ser

$$\frac{\Delta E}{E} = \frac{\Delta E_t}{E_t} + \frac{\Delta R_t}{R} + \frac{\Delta R_L}{R} + \frac{\Delta R_d}{R} = 5{,}3\ \%$$

Siendo conocida la influencia del diodo,

$$\frac{\Delta R_d}{R}\ (\%) = \frac{8}{12} = 0{,}67\ \%$$

y estimando la influencia de las resistencias, suponiendo

$$\frac{\Delta R_L}{R_L} = \frac{\Delta R_t}{R_t} = \pm\ 15\ \%$$

resulta

$$\frac{\Delta R_t}{R} + \frac{\Delta R_L}{R} + \frac{\Delta R_d}{R} = 2{,}4\ \%$$

La tensión secundaria requerida, en vacio, para tensión nominal de red es, es,

$$E_{sef} = 1{,}125\ [24 + 1{,}6 + (R_t + R_L + R_d)\ I] = 31{,}7\,V_{ef} \pm 0{,}9\ V$$

donde la tolerancia indicada contempla la tolerancia en el número de espiras y la caída en la reactancia de dispersión. La corriente del secundario está dada por

$$I_{s\,ef} = 1{,}22\ I = 2{,}44\ A$$

y los VA_s

$$VA_s = 31{,}7 \times 2{,}44 = 77\ VA$$

La resistencia de bobinado debe estar acotada entre los valores

$$R_t = 0{,}66\ \Omega \pm 15\ \%$$

para cambios ambientales de temperatura entre 20 y 50 °C, y una variación máxima de 5 % por variación de la carga entre 0,5 a 2 A.

El inductor tiene una especificación

$$L = 19{,}5 \text{ mH a } I = 2 \text{ A}$$

$$L = 79 \text{ mH a } I = 0{,}5 \text{ A}$$

$$I_{ef} = 2{,}4 \text{ A}$$

$$E_{a\,ef} = 13 \text{ V}_{ef}$$

$$f = 100 \text{ Hz}$$

$$R_L = 0{,}54 \ \Omega$$

con iguales variaciones porcentuales que la resistencia del trasformador.

El proyecto se debe completar con el cálculo del trasformador e inductor, pudiendo obligar a modificar las adopciones realizadas.

Un punto que debe destacarse es que si bien la relación de corriente de cresta repetitiva respecto al valor medio es de 10 para el diodo BY126 seleccionado, esta relación no es aprovechable en lo que al dimensionamiento del inductor se refiere. En el Cap. VI.3 se analiza cómo varía la relación entre corriente de cresta y corriente media cuando la inducción de cresta está próxima al valor de saturación. Al modificarse la forma de onda de la corriente cambia el factor de forma, incrementándose. Por lo tanto, la característica limitativa es el máximo factor de forma que permite el diodo seleccionado. De la Fig. III.11 se deduce como valor máximo para las condiciones de operación fijadas, $a = 2{,}1$. Este valor deberá tenerse en cuenta en el dimensionamiento del inductor.

capítulo 5

Agrupación de diodos

V.I. Conexión serie de diodos

En aquellas aplicaciones que requieren diodos con alta tensión de cresta inversa, y que no se quieran implementar con conjuntos de alta tensión, se pueden formar cadenas de diodos en serie, de modo que la tensión de cresta inversa se reparta por igual. Los conjuntos de alta tensión disponibles permiten rectificar tensiones de cresta inversa de 2 a 30 kV con capacidades de corriente de hasta 30 A. Cuando, por razones económicas o de disponibilidad, se haga una implementación con una serie de diodos, la dispersión de características impedirá que la tensión se reparta por igual. Es necesario entonces una ecualización con redes externas que contemplen el comportamiento estático y dinámico.

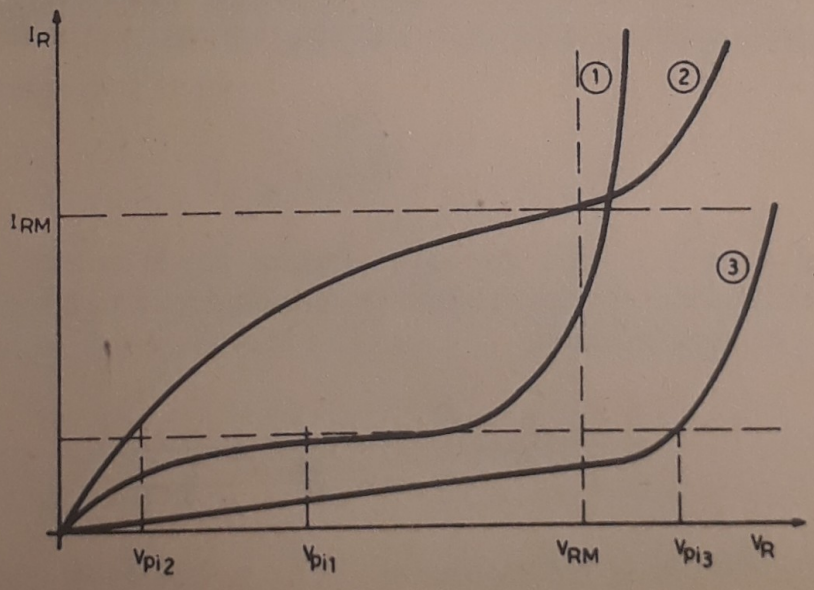


Fig. V.1. Dispersión posible en la característica inversa de tres ejemplares de diodos.

V.1.1. *Ecualización estática*

La Fig. V.1. muestra las características de tres ejemplares del mismo tipo de diodo que satisfacen idéntica especificación de tensión inversa. La conexión serie implica igualdad de corrientes. De la Fig. V.1 se observa que esto se traduce en una despareja distribución de tensión. Además, el mejor diodo –aquel con menor corriente de fuga– va a soportar la mayor tensión, y será posiblemente el que primero falle.

La solución consiste en lograr una ecualización en la distribución de tensión, que se obtiene conectando una resistencia en paralelo con cada diodo. Se produce así una modificación en la característica inversa del conjunto, Fig. V.2. Estas resistencias deben ser calculadas de modo que:

1) El desbalance de tensión inversa no supere la especificación de ningún diodo

2) Se asegure siempre una alta relación resistencia inversa/resistencia directa

3) Se tenga una disipación máxima sobre R admisible.

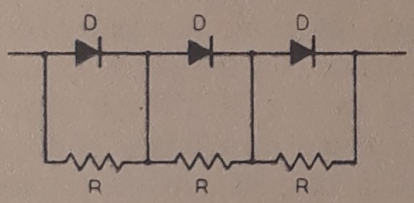


Fig. V.2. Red de ecualización estática.

Supongamos una cadena de n diodos, de los cuales m tienen una corriente igual a la de fuga para la tensión inversa de trabajo, los restantes una corriente de fuga despreciable, y además se disponen resistencias ecualizadoras

$$R = \frac{V_{pi}}{\alpha I_R} \qquad (1)$$

entonces, si E es la tensión inversa a soportar por la cadena, incluidas las tensiones transitorias, el valor máximo de tensión de cresta inversa por diodo será, con cierta aproximación,

$$V_{pi} = \frac{E}{n} \cdot \frac{1}{1 - \frac{m}{n} \cdot \frac{1}{\alpha + 1}} \qquad (2)$$

La peor condición se tendrá para $m = n - 1$. Conocido el valor máximo de tensión inversa del diodo, V_{RWM}, debe ser

$$\alpha \geqslant \frac{1}{\frac{n}{n-1}\left[1 - \frac{E/n}{V_{RWM}}\right]} - 1 \qquad (3)$$

Por ejemplo, para una cadena de 4 diodos ($V_{RWM} = 600$ volts $I_R = 0{,}05$ mA) y un requerimiento de tensión inversa $E = 2.000$ V, es $\alpha \geqslant 3{,}5$, de modo que

$$R \leqslant \frac{500}{3{,}5 \times 0{,}05}\ k\,\Omega \simeq 2{,}8\ \text{M}\Omega \qquad (4)$$

La potencia disipada por el resistor R está dada por

$$P_d = \frac{E_{ef}^2}{R} \leqslant \frac{V_{Rp}^2}{4R} \qquad (5)$$

suponiendo que la tensión de bloqueo es un semiciclo de señal senoidal de amplitud cresta V_{Rp}. Luego en este caso

$$P_d = 36\ \text{mW} \qquad (6)$$

Por la tensión desarrollada es conveniente conectar un resistor con un cuerpo correspondiente a la serie de 1 watt. Considerando un factor de reducción de 3 –resultado de condiciones ambientales–, la resistencia de ecualización mínima posible es

$$R \geqslant \frac{V_{Rp}^2}{4P_d} \simeq 50\,\text{k}\Omega \qquad (7)$$

De otro modo, la expresión (3) se puede usar en la selección del número de diodos en la cadena, llevada a la forma

$$n \geqslant \frac{E}{V_{RWM}}\ \frac{\alpha + 1}{\alpha} - \frac{1}{\alpha} \qquad (8)$$

Si se toma en cuenta la tolerancia de las resistencias de equilibrio, la expresión (8) adquiere la forma

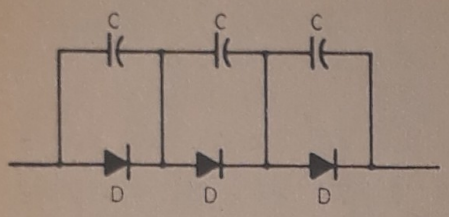


Fig. V.3. Red de ecualización dinámica.

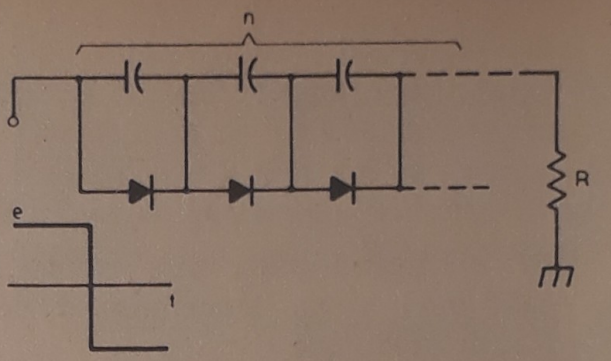


Fig. V.4. Circuito equivalente para el transitorio de conmutación.

$$n \geqslant 1 + \frac{1 + \alpha\ (1 + t)}{\alpha (1\ - t)} \cdot \frac{E - V_{RWM}}{V_{RWM}} \qquad (9)$$

Algunos fabricantes adoptan como valor de rutina para la selección de los diodos $\alpha = 2$, siendo en este caso, expresión (8),

$$n \geqslant 1{,}5\ \frac{E}{V_{RWM}} - 0{,}5 \qquad (10)$$

donde E es la máxima tensión de cresta de operación de la serie, que incluye la máxima fluctuación de tensión esperada.

Para el cálculo de la resistencia ecualizadora se usa un valor superior de α. Son frecuentes valores de α próximos a 10, que aseguran una alta confiabilidad de la serie a costa de una gran disipación sobre los resistores ecualizadores. Este valor de $\alpha = 10$ representa un coeficiente de seguridad de 5, que se justifica ampliamente en diodos de gran potencia, y por consecuencia de alto costo.

V.1.2. *Ecualización dinámica*

Se ha visto en el Cap. II.4 que el pasaje al estado de bloqueo de un diodo requiere un cierto tiempo, llámado de recuperación, t_{rr}, después de aplicada la tensión inversa. Si los tiempos de los diodos que forman una serie fuesen desiguales, el diodo más rápido –también es el mejor– debería soportar toda la tensión inversa, pudiendo deteriorarse. El problema se hace más crítico si la señal a rectificar tiene forma de onda cuadrada.

La solución en este caso consiste en ecualizar los tiempos de recuperación.

Es decir, se debe lograr que su influencia sea mínima en la repartición de tensiones, en el momento de la conmutación. Esto se logra colocando capacitores en paralelo con los diodos, Fig. V.3.

La variación de tensión inversa sobre cada diodo resultará del circuito equivalente que muestra la Fig. V.4, en donde se han despreciado las resistencias ecualizadoras. Es evidente que siendo el tiempo de carga de los capacitores el que determina la variación de tensión sobre los diodos, el mismo debe ser superior al máximo tiempo de recuperación. Es decir,

$$5\, t_{rr} \leqslant \tau = \frac{RC}{n} \tag{11}$$

de donde resulta

$$C \geqslant \frac{5\ t_{rr}\ n}{R} \tag{12}$$

siendo t_{rr}: tiempo máximo de recuperación
n: número de diodos en serie
R: resistencia total serie

Para diodos normales no es común especificar el valor de t_{rr}; cuando se usen se puede considerar un valor extremo de algunas decenas de μseg. Si el valor de capacidad resultase excesivo, se deberían seleccionar diodos rápidos.

Cuando se conozca la dispersión de carga almacenada de la serie de diodos se debe calcular el capacitor en base a ella. El diodo más rápido almacenará una carga $Q_{mín}$, y los más lentos $Q_{máx}$. Cuando no se tenga información de la carga almacenada, con cierta aproximación se puede calcular

$$Q_{máx}\ (\mu\, C) = 2\, I_{FAV}\ (\text{A}) \tag{13}$$

y

$$Q_{mín} = \frac{Q_{máx}}{4} \tag{14}$$

que da valores levemente en exceso.

Al recuperarse el diodo más rápido, la capacidad de juntura C_j tenderá a cargarse con la diferencia de carga almacenada $Q_{máx} - Q_{mín}$, y tomará una tensión

$$V = \frac{Q_{máx} - Q_{mín}}{C_j} \tag{15}$$

Si se quiere limitar esta tensión al valor V_{RRM} tolerado por el diodo, entonces se debe aumentar la capacidad, agregando un capacitor C en paralelo,

$$C \geqslant \frac{Q_{máx} - Q_{mín}}{V_{RRM}} \tag{16}$$

despreciando los efectos secundarios de las capacidades a masa y las resistencias ecualizadoras. También se puede expresar

$$C \geqslant Q_{máx} \frac{1 - Q_{máx}/Q_{mín}}{V_{RRM}} \tag{17}$$

V.1.2.1. *Ecualización dinámica de diodos de avalancha*

Los diodos de avalancha no requieren resistores de ecualización debido al efecto Zener de su característica inversa. El número de diodos requeridos se determina por

$$n \geqslant \frac{V_{pi}}{V_{RWM}} \tag{18}$$

donde V_{pi} es la tensión de cresta inversa a soportar, y V_{RWM} la máxima tensión de trabajo de los diodos a usar.

Los capacitores podrán ser sólo necesarios si se excede la potencia inversa de cresta repetitiva. Al recuperarse el diodo más rápido de la serie, el mismo pasa a operar en la zona de avalancha durante el tiempo que lleva la recuperación de los restantes. La máxima energía de avalancha se determina de

$$W = \int_{t_1}^{t_2} i_r \, (V_{BRmáx} + \Delta V) \, dt \tag{19}$$

donde $V_{BRmáx}$ es la tensión de ruptura máxima a la máxima temperatura, y ΔV es la caída de tensión en la resistencia dinámica de Zener. Suponiendo $(V_{BRmáx} + \Delta V)$ constante, es

$$W = (V_{BRmáx} + \Delta V) \int_{t_1}^{t_2} i_R \, dt = (V_{BRmáx} + \Delta V)(Q_{máx} - Q_{mín}) \tag{20}$$

El pico de potencia se obtendrá para $t = t_2$, y valdrá

$$P_p = i_{R_2} \cdot (V_{BRmáx} + \Delta V) \tag{21}$$

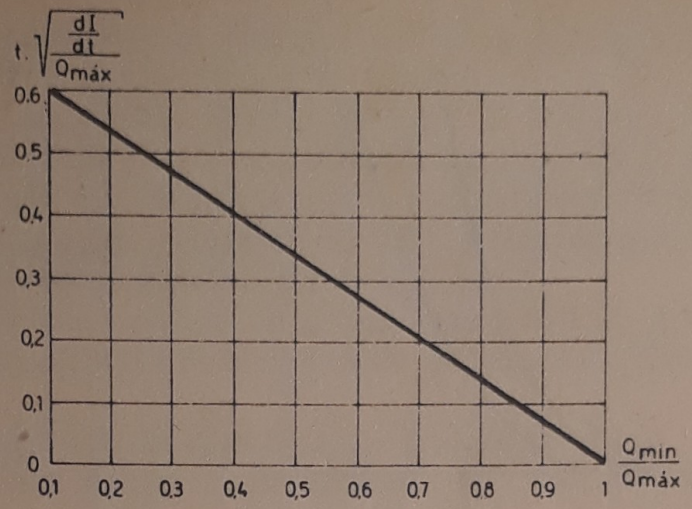


Fig. V.5. El tiempo de duración de un pulso cuadrado equivalente se puede obtener en base a dI/dt, $Q_{máx}$, y $Q_{mín}$.

donde ΔV es la caída adicional para operar a i_{R_2}. Si suponemos que la corriente varía linealmente con el tiempo, es (véase Cap. II.4)

$$i_{R_2} = \left(2\, Q_{máx} \cdot \frac{dI}{dt} \right)^{1/2} \qquad (22)$$

La duración del pulso cuadrado equivalente para igual temperatura máxima de juntura y amplitud igual a la de cresta, es

$$t = \left[\frac{2}{\frac{dI}{dt}} \right]^{1/2} \cdot \frac{4\, Q_{máx}^{3/2} - 3\, Q_{máx}^{1/2} \cdot Q_{mín} - Q_{mín}^{3/2}}{9 \cdot Q_{máx}} \qquad (23)$$

cuya representación gráfica indirecta está dada en la Fig. V.5. Luego, determinado t en función de la relación $Q_{máx}/Q_{mín}$, $Q_{máx}$, y dI/dt, se debe verificar que la potencia inversa de cresta repetitiva a la temperatura de operación y ese tiempo t sean menores a la máxima permitida por el diodo. Si no se verifica se debe disponer un capacitor en paralelo, o bien se utilizan diodos de avalancha de menor tensión de cresta. La expresión (23) muestra que t sólo depende de $Q_{máx}$, $Q_{mín}$, y dI/dt. Para igualdad de estos valores (el mismo circuito, y la misma familia de diodos) el pulso equivalente dura lo mismo. Asimismo i_{R2} sólo depende de $Q_{máx}$ y dI/dt, expresión (22). Luego, para tener menor exigencia de potencia de cresta bastará usar diodos dentro de la misma familia, pero de menor tensión de ruptura. Esto supone

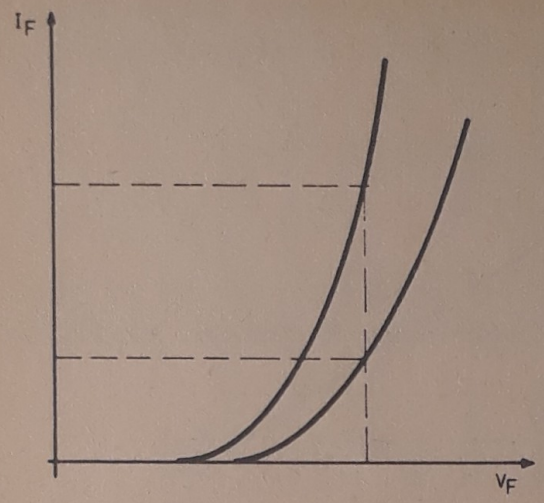


Fig. V.6. Dispersión de características directas.

un encarecimiento por el mayor número de diodos requeridos, según expresión (18), pero se evitan los capacitores en paralelo. En caso contrario, el capacitor deberá absorber el exceso de carga que rebasa la potencia inversa de cresta repetitiva; es decir,

$$C = \frac{Q_r - Q_{mín}}{V_{BR_{máx}} + \Delta V} \tag{24}$$

donde $Q_{máx} - Q_r$ es la carga almacenada que puede absorber el diodo. Como la potencia P_p resulta impuesta independientemente de Q_r, según expresiones (21) y (22), de las características del diodo se obtiene el máximo t, y de la Fig. V.5 se obtiene el valor de $Q_r/Q_{máx}$. Con este valor se halla

$$Q_r = \left(\frac{Q_r}{Q_{máx}}\right) Q_{máx} \tag{25}$$

y con (24) se puede calcular C. La expresión (24) nos indica que

$$Q_r = Q_{mín} + C\,(V_{BR} + \Delta V) \tag{26}$$

y el peor caso se tendrá si el Q_r efectivo fuese inferior al que resulta de (25), pues en ese caso aumenta t. Esto implica que habrá que considerar la tolerancia de C y el mínimo valor de V_{BR}.

V.2. Conexión paralelo de diodos

Cuando se requieren corrientes que excedan la capacidad de los diodos

disponibles, o bien éstos se obtengan con saltos muy grandes de corriente, resulta conveniente disponer diodos en paralelo.

La conexión en paralelo implica igualdad de tensiones, de modo que la disposición directa conduce a una distribución despareja de corriente debido a la dispersión de características, Fig. V.6. Esto puede llevar a sobrecargar uno de ellos (el mejor), y su posterior falla. Obsérvese que el diodo recargado será aquel que tiene menor caída de tensión.

Para obtener una ecualización de sus características, que permita hacer una conexión paralelo, se puede proceder de acuerdo a alguno de los métodos siguientes:

1) Apareamiento de las características directas del diodo
2) Modificación de sus características con resistencias de equilibrio en serie
3) Equilibrio de corriente con reactores
4) Reducción de la capacidad de corriente

El primer método es sencillo de implementar pero a costa de una tarea de selección y complicaciones en el reemplazo por falla. Con diodos de un alto grado de apareamiento puede hacerse una conexión directa usando un factor de reducción de corriente media. Suponiendo un *desapareamiento D* para la máxima corriente de carga,

$$D = \frac{I_m}{I_M} \tag{27}$$

entonces, si se colocan n de estos diodos en paralelo, y suponiendo que $n-1$ ejemplares tengan el máximo apartamiento cuando el restante soporte la corriente máxima I_M, se puede expresar

$$I_M + (n-1)\, I_m = n\, I \tag{28}$$

donde nI es la corriente de carga total que pueden soportar, considerando igual contribución I por diodo. Luego, por (27)

$$I_M + (n-1)\, D\, I_M = n\, I \tag{29}$$

de donde operando, se deduce el *factor de distribución* de corriente,

$$f_d = \frac{I}{I_M} = \frac{1}{n} + \frac{(n-1)}{n} D = D + \frac{1-D}{n} \tag{30}$$

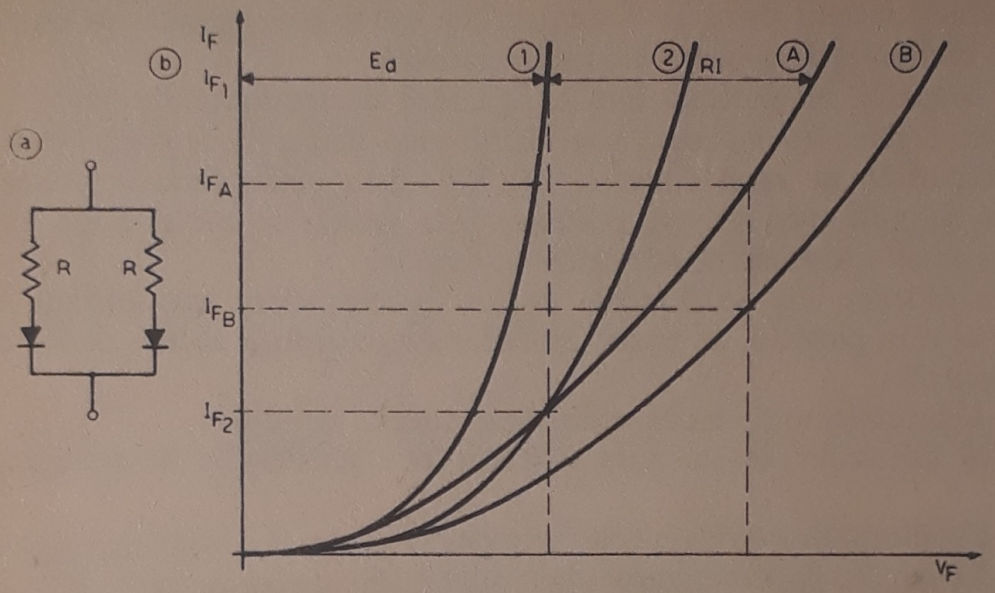


Fig. V.7. Dispersión características directas de diodos, 1 y 2. El agregado de la resistencia ecualizadora *R* en serie con cada uno modifica las características, A y B, reduciendo la relación de corrientes.

que es poco significativo si D es alto. Por ejemplo, para $D = 0{,}8$, es

$$f_d = 0{,}8 + \frac{0{,}2}{n} \qquad (31)$$

El segundo método, Fig. 7, se traduce en una pérdida importante si la corriente es muy alta, siendo admisible si se logra el apareamiento con una caída de tensión sobre las resistencias, que sea del orden de la caída de tensión sobre el diodo para la corriente máxima del mismo.

El tercer método puede ser más económico en corrientes altas. La Fig. V.8 muestra el esquema para dos diodos. Es evidente que si el diodo D_1 tiene menor tensión de codo, entonces será el primero en conducir. La corriente I_1 producirá una tensión contraelectromotriz sobre la reactancia, que tiende a reducir la tensión directa de D_1 y aumentar la de D_2, provocando su conducción. En la extinción de la conducción sucede a la inversa:

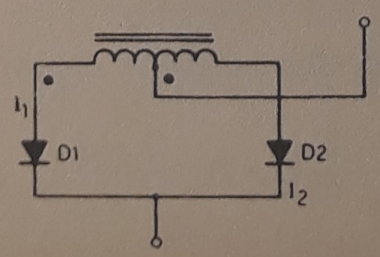


Fig. V.8. Reactor de equilibrio de corrientes.

primero será I_2 la que disminuya, por tener mayor tensión de codo, y la tensión contraelectromotriz tenderá a mantener en conducción a D_2 y a disminuir el intervalo de conducción de D_1.

La inductancia de equilibrio por rama en función de la corriente de cresta de operación se puede calcular con la expresión práctica,

$$L = \frac{20.000}{\omega_r I_{FRM}}$$

El inductor debe tener alto valor de flujo de saturación y flujo remanente bajo; de este modo la variación de flujo será máxima. Por otro lado, en todo el intervalo de conducción no debe alcanzarse la saturación.

El cuarto método puede ser recomendable sólo si los diodos tienen una gran capacidad de corriente media en relación a la requerida. Es decir, cuando se dé la particular condición de que uno sea insuficiente y dos excesivos.

capítulo 6

Régimen de sobrecarga

Se pueden diferenciar los modos de carga de cualquier sistema en:

1) *Régimen permanente*, condición que corresponde a un funcionamiento continuo del dispositivo dentro de su temperatura límite, que garantiza una vida útil dada, para una temperatura ambiente determinada.

2) *Régimen cíclico*, en el cual el dispositivo opera un tiempo suficiente como para alcanzar la temperatura límite admitida, volviendo luego a la condición inicial de temperatura. En este régimen los tiempos de operación y descanso son mayores a la constante de tiempo térmica del dispositivo.

3) *Régimen intermitente*, en el cual esta sujeto el dispositivo a un régimen operativo cíclico con una relación operación-descanso del orden de la constante de tiempo térmica, sin sobrepasar la temperatura máxima.

4) *Régimen de sobrecarga*, en el cual el dispositivo pasa de un régimen menor al máximo a un estado transitorio en el cual no se sobrepasan las especificaciones límites de máximo, correspondiendo a una sobrecarga normal. La sobrecarga se dice anormal cuando no responde a condiciones regulares de funcionamiento.

En un régimen de sobrecarga anormal es necesario disponer algún sistema protector para evitar que el dispositivo supere las especificaciones de máxima. Siendo las sobrecargas sobretensiones o sobrecorrientes, será necesario disponer elementos de protección contra ambos, que atiendan sus distintas motivaciones.

Se ha visto en el Cap. II que los semiconductores resisten mucho menos las sobretensiones y las corrientes de sobrecarga que las válvulas de vacío o gaseosas, de modo que los sistemas de protección son de disposición obligada.

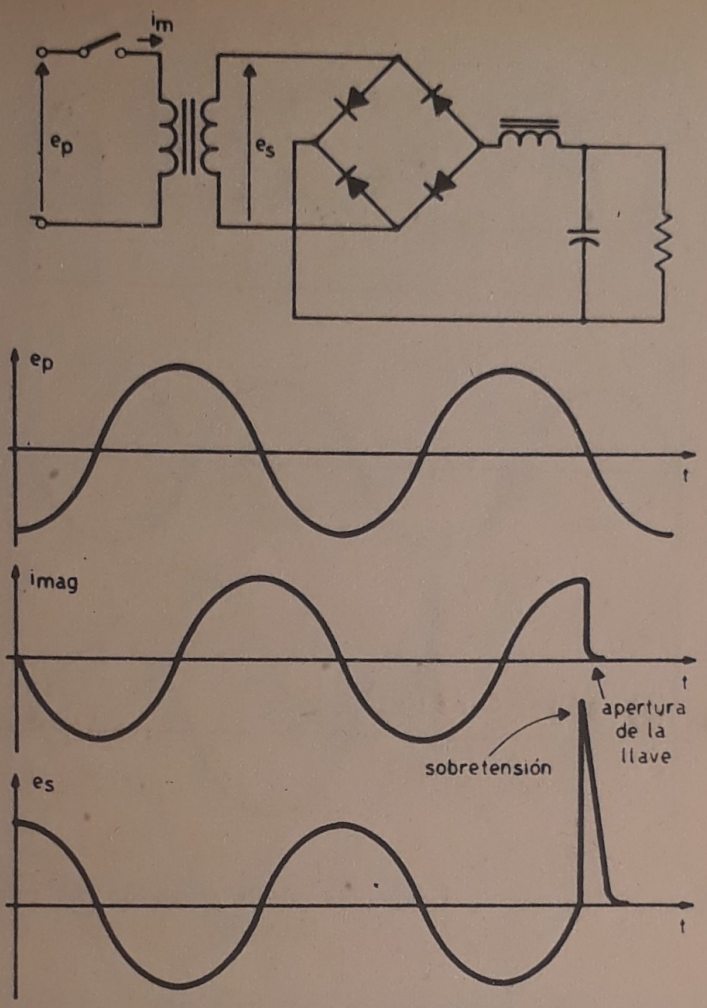


Fig. VI.1. Transitorio debido a la desconexión del primario.

VI.1. Sobretensiones en los circuitos rectificadores

Dada la gran fragilidad de los diodos de silicio en condiciones de bloqueo es necesario estudiar para el esquema adoptado todas las posibilidades de sobretensiones para considerar luego los adecuados elementos de protección.

Las sobretensiones se originan en transitorios producidos por cambios rápidos de corriente en ramas que incluyen inductancias, que por tal razón deben ser reducidas a su mínima expresión.

Las principales causas de sobretensiones resultan de:

1) *Sobretensiones transitorias parásitas presentes en la red* de distribución, que pueden alcanzar de 2 a 10 veces las tensiones normales de red.

2) *Desconexión del primario de trasformador de alimentación*, Fig. VI.1, que puede originar sobretensiones de 8 a 10 veces la tensión inversa máxima

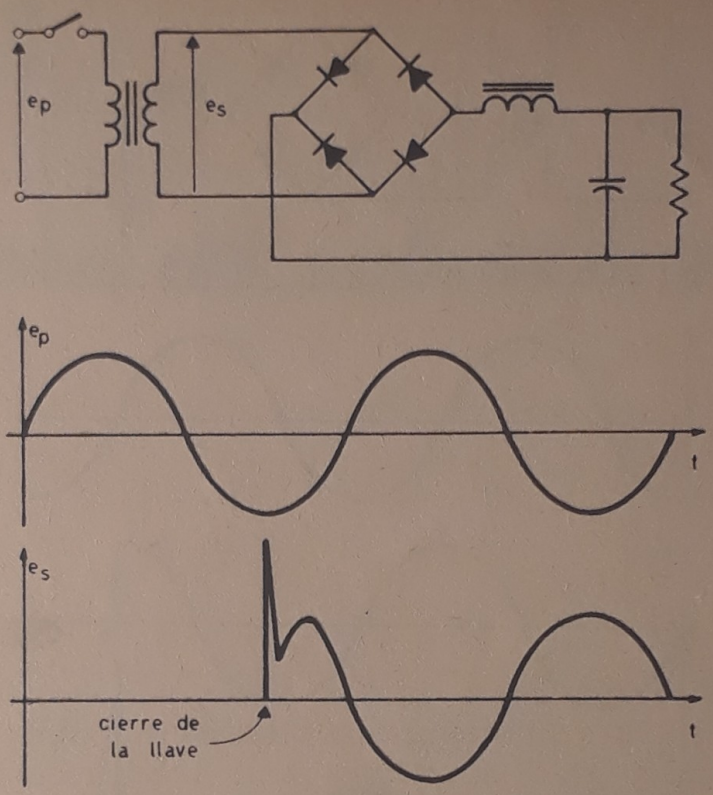


Fig. VI.2. Transitorio producido por la conexión del primario.

de los diodos. Estas sobretensiones se originan por una brusca variación del flujo provocado por el corte de la corriente de magnetización, que causa por inducción una importante tensión secundaria que será máxima si la desconexión se efectúa cuando la corriente de magnetización es máxima, (mínimo de tensión de red) y si la carga está desconectada o es muy baja.

3) *Conexión del primario del trasformador de alimentación,* Fig. VI.2. La conexión provoca un transitorio que da lugar a una tensión en el secundario dos a tres veces la tensión secundaria máxima si el instante de conexión se produce cuando la tensión de primario pasa por un máximo.

4) *Carga reactiva en paralelo con la entrada del rectificador,* Fig. VI.3, que puede ser un motor, un relevador, etc. La interrupción de la alimentación provoca una sobretensión sobre los diodos; el instante de mayor tensión dependerá del carácter reactivo de la carga adicional.

5) *Desconexión del circuito de carga*, Fig. VI.4. Como el circuito incluye inductancias distribuidas y de dispersión del trasformador, la energía almacenada en las mismas producirá una sobretensión que dependerá del instante de la apertura del circuito.

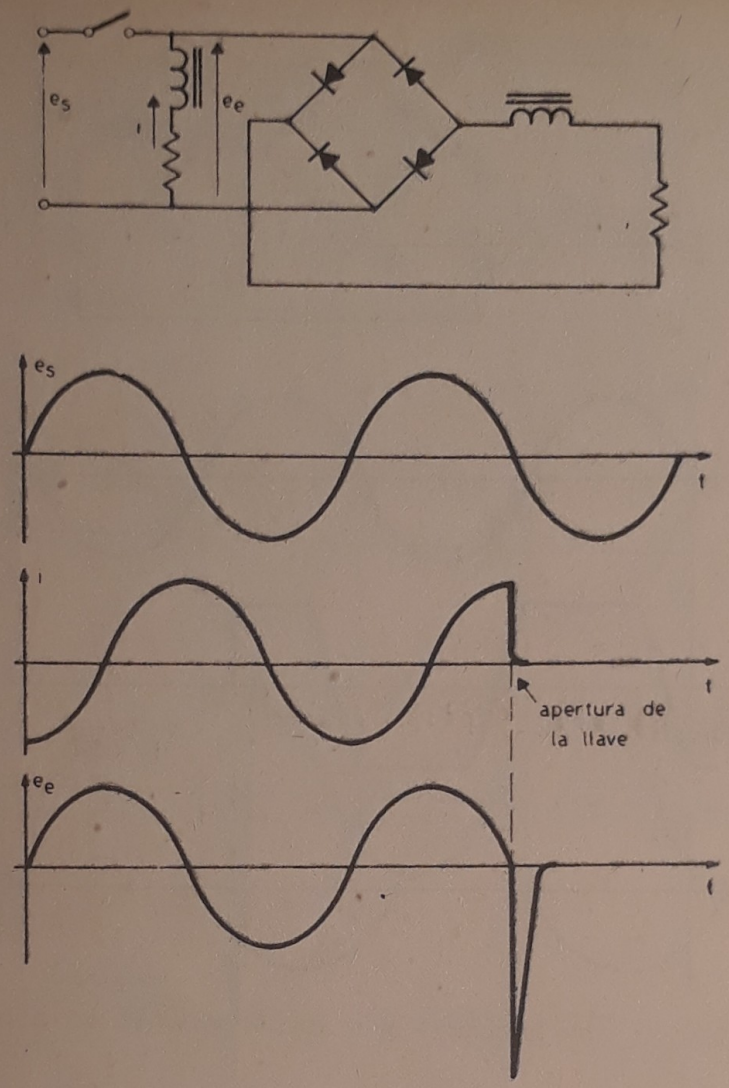


Fig. VI.3. Transitorio debido a la desconexión con cargas inductivas en paralelo.

6) *Un trasformador de alimentación reductor*, Fig. VI.5. Cuando se conecta el trasformador a la red, la tensión primaria se acopla al secundario por la capacidad entre arrollamientos, produciendo una sobretensión importante como consecuencia del transitorio de carga de las capacidades entre los bobinados.

7) *Desconexión de la carga en el caso de un filtro de entrada inductiva* con una gran relación L/C, es decir, alto Q, Fig. VI.6. Al abrir el circuito de carga, la interrupción de la corriente originará una sobretensión que se desarrolla sobre C y los diodos.

8) *Inversión de la corriente sobre el diodo* debida al tiempo de recuperación. Se ha visto en la sección II.4 que el pasaje al estado de bloqueo de un

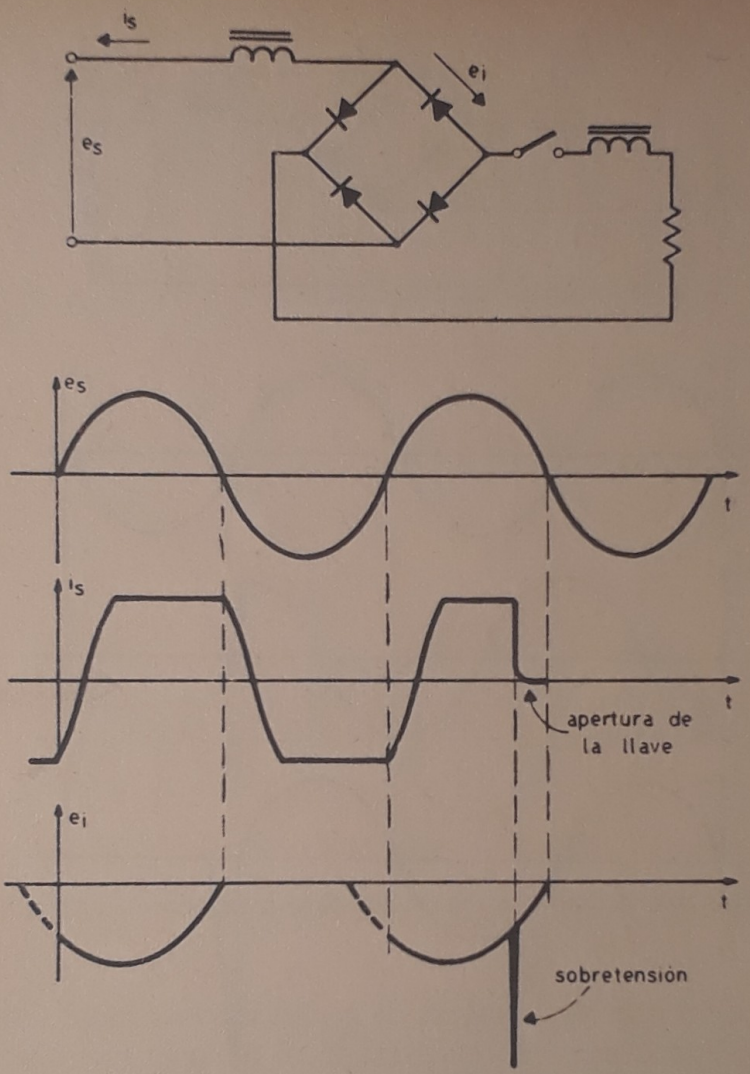


Fig. VI.4. Transitorio provocado por la desconexión de la carga reactiva.

diodo da lugar a una corriente que tiene el aspecto indicado en la Fig. VI.7. Durante el tiempo de caída ($t_f \geqslant t_{rr}$), esta corriente tiene una derivada muy alta, y por consecuencia en los elementos inductivos de la rama, dará lugar a puntas de tensión que se manifiestan sobre el diodo, Fig. VI.7. En la medida en que el tiempo t_f sea pequeño, por ser el diodo más rápido, mayor será la sobretensión originada en la inductancia de conmutación,

$$V_{pt} = - L_c \cdot \frac{dI_R}{dt} \qquad (1)$$

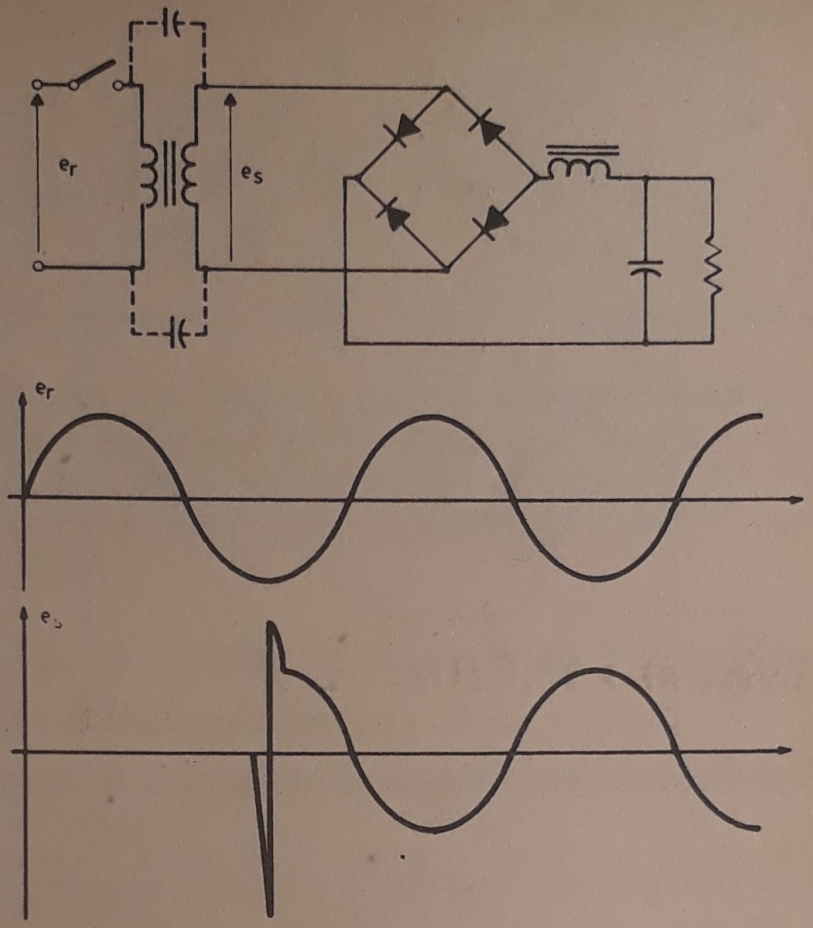


Fig. VI.5. Transitorio de conexión debido a la capacidad entre arrollamientos en un trasformador reductor.

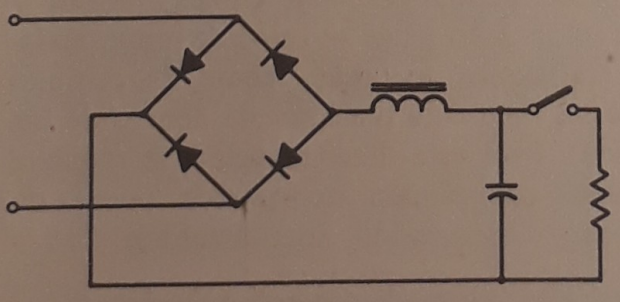


Fig. VI.6. Transitorio causado por la desconexión de la carga.

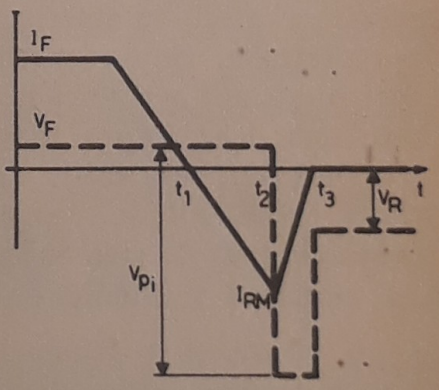


Fig. VI.7. Transitorio debido a la conmutación.

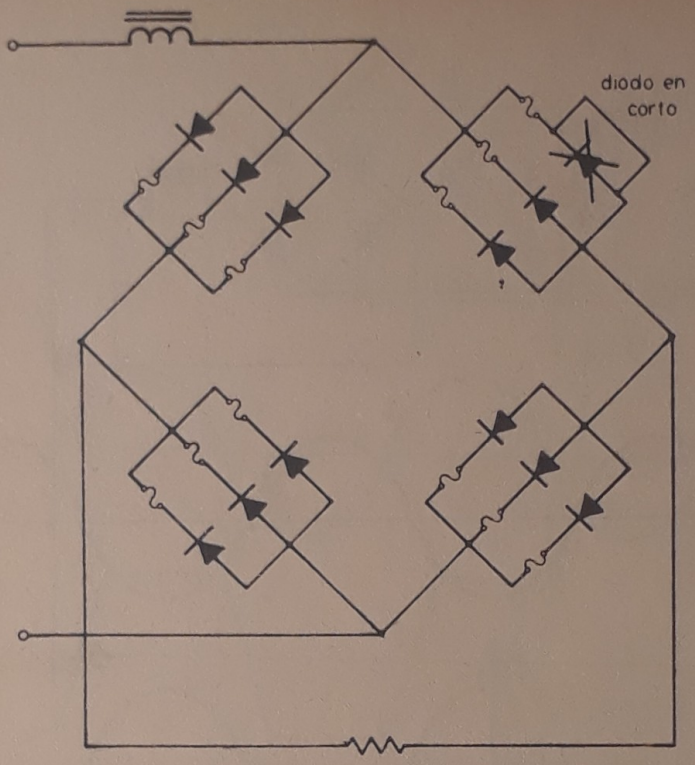


Fig. VI.8. Transitorio provocado por la ruptura de un fusible.

Esta sobretensión puede alcanzar de 3 a 10 veces la tensión inversa aplicada.

9) *Cuando se colocan diodos en paralelo*, con circuitos de protección asociados, Fig. VI.8, la ruptura de éstos puede dar lugar a sobretensiones que provoquen fallas sobre los demás.

Aunque algunos de esos transitorios son previsibles, el valor de la sobretensión es difícil de determinar. El camino más adecuado es prever sistemas de protección contra los transitorios, considerando condiciones límites, y hacer luego una verificación experimental. Esto exige un proceso muy cuidadoso, que debe incluir todas las condiciones que sean fuente de posibles sobretensiones, verificando que sobre los diodos la tensión esté dentro de los valores permitidos de régimen máximo. Para esta determinación se requiere un osciloscopio de gran ancho de banda con cámara incorporada, puntas de baja capacidad y sistemas de conexión y desconexión sincronizables.

VI.2. Protección contra sobretensiones

Para la supresión de los transitorios se recurre a elementos que presenten una característica de impedancia que sea función de la tensión o de la

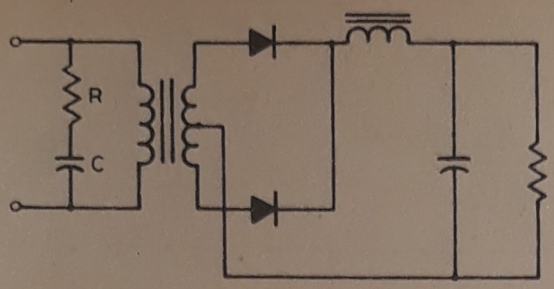


Fig. VI.9. Circuito de protección RC sobre el primario.

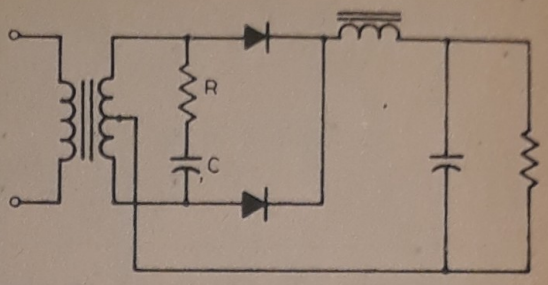


Fig. VI.10. Circuito de protección RC sobre el secundario.

frecuencia, de modo que presenten una baja impedancia (cortocircuito) para las sobretensiones transitorias. Esto implica que el elemento protector debe soportar altas puntas de corriente, y absorber la energía del transitorio. Veremos seguidamente los métodos de protección según el elemento causante y el dispositivo protegido.

VI.2.1. *Supresión de los transitorios originados por el trasformador*

VI.2.1.1. *Redes de amortiguamiento*

La forma usual de eliminar estos transitorios consiste en la colocación de circuitos de amortiguamiento sobre el primario o el secundario del trasformador de alimentación. Estos circuitos son imprescindibles cuando el transitorio cause tensiones en exceso a la máxima tensión de cresta inversa no repetitiva, o a la máxima potencia de cresta inversa no repetitiva para los diodos del tipo de avalancha controlada.

El circuito de amortiguamiento esta formado por una serie $R - C$, Figs. VI.9 y VI.10.

Las sobretensiones se deben limitar a la máxima tensión de cresta no repetitiva admitida por el diodo, V_{RSM}. Si V_{pi} es la tensión de cresta inversa del diodo en la operación, V la sobretensión que se desarrolla sobre el trasformador y E_p la tensión eficaz de primario, entonces la tensión de cresta inversa puede ser como máximo

$$V_{RSM} = V_{pi} \cdot \frac{V}{\sqrt{2}\, E_p} \qquad (2)$$

La energía almacenada en la inductancia de primario al trasferirse al capacitor desarrollará una tensión, suponiendo el peor caso de pérdidas nulas,

$$L\, I^2_{mag} = \frac{1}{2}\, C\, V^2 \qquad (3)$$

donde

$$I_{mag} = \frac{E_p}{\omega L} \tag{4}$$

Combinando (2), (3) y (4), se obtiene

$$C = \frac{1}{2\left(\frac{V_{RSM}}{V_{pi}}\right)^2 \omega} \cdot \frac{I_{mag}}{E_p} = K_1 \frac{I_{mag}}{E_p} \tag{5}$$

El resistor R determina la duración del transitorio, la absorción de energía del mismo, y la tensión en el instante de la conmutación.

Al producirse la apertura, la corriente de magnetización producirá sobre R una tensión que, trasferida al diodo, debe ser inferior a V_{RSM}, o sea

$$V_{pi} \frac{R I_{mag}}{2 E_p} \leqslant V_{RSM} \tag{6}$$

despreciando la resistencia del trasformador, de donde

$$R \leqslant 2 \left(\frac{V_{RSM}}{V_{pi}}\right) \cdot \frac{E_p}{I_{mag}} \tag{7}$$

y teniendo en cuenta (5), también se puede expresar

$$R \leqslant \frac{V_{RSM}}{V_{pi}} \cdot \omega \cdot \frac{1}{C} \tag{8}$$

o

$$R \leqslant \frac{K_2}{C} \tag{9}$$

De este modo resultan los valores para las redes de amortiguamiento que indicamos en la Tabla VI.1.

TABLA VI.1. *Valores para redes de amortiguamiento*

$\frac{V_{RSM}}{V_{pi}}$	*RC* en el primario		*RC* en el secundario	
	$C\ (\mu F)$	$R\ (\Omega)$	$C\ (\mu F)$	$R\ (\Omega)$
2	$200\ \frac{I_{mag}}{E_p}$	$\frac{150}{C}$	$225\ \frac{I_{mag}}{E_p}.n^2$	$\frac{200}{C}$
1,50	$400\ \frac{I_{mag}}{E_p}$	$\frac{225}{C}$	$450\ \frac{I_{mag}}{E_p}.n^2$	$\frac{275}{C}$
1,25	$550\ \frac{I_{mag}}{E_p}$	$\frac{260}{C}$	$620\ \frac{I_{mag}}{E_p}.n^2$	$\frac{310}{C}$
1	$800\ \frac{I_{mag}}{E_p}$	$\frac{300}{C}$	$900\ \frac{I_{mag}}{E_p}.n^2$	$\frac{350}{C}$

donde I_{mag} : corriente eficaz de magnetización de primario
E_p : tensión eficaz de primario
E_s : tensión eficaz de secundario
n : E_p/E_s
V_{RSM}: tensión transitoria de cresta producida por el trasformador
V_{pi} : tensión de cresta inversa de operación

Cuando V_{RSM}/V_{pi} sea superior a 2 conviene trabajar con este valor como límite para no exceder las tensiones de aislamiento del trasformador. La corriente eficaz de magnetización puede deducirse de la Fig. VI.11 en función de los VA, cuando el trasformador esté proyectado para una sobreelevación de 60°C, $f = 50$Hz, y $\Delta B = 12$ kgauss. Los capacitores deben tener buen comportamiento en radiofrecuencia, siendo preferibles los cerámicos. La resistencia será de una capacidad de disipación media dada por la tensión que soporta permanentemente, y estará afectada por un coeficiente de reducción para absorber la energía del transitorio.

VI.2.1.2. *Dispositivos de protección*

Otra solución consiste en disponer sobre uno de los bobinados un componente que presente una característica fuertemente dependiente de la tensión. Los varistores normales, aunque utilizables, requieren diodos con una

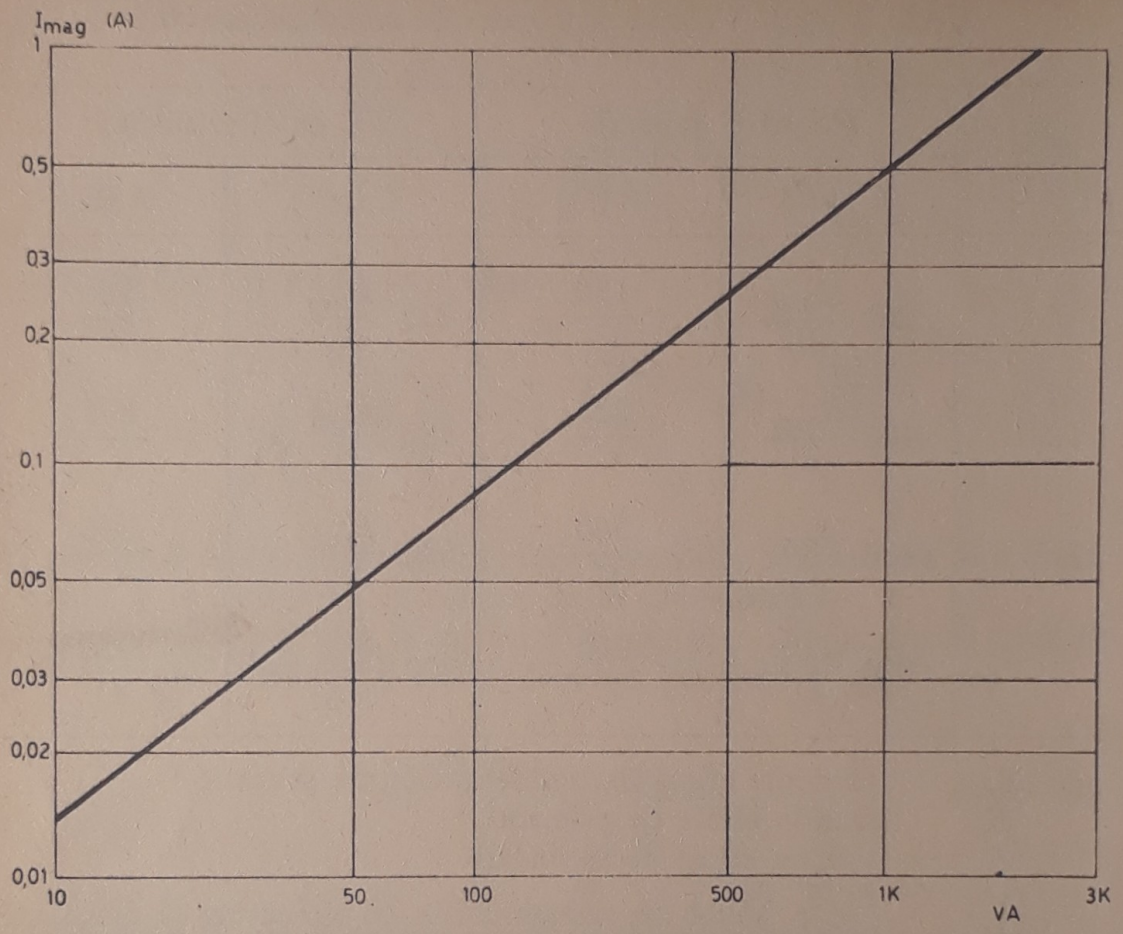


Fig. VI.11. Corriente eficaz de magnetización de trasformadores monofasicos en función de los VA, E_p = 220 volts, B = 12 kgauss, ΔT = 60°C.

tensión de cresta de 5 a 6 veces la tensión de trabajo, Fig. VI.12. Los diodos de selenio, comercializados bajo distintas denominaciones como dispositivos de protección, son también muy usados. Presentan sin embargo algunos inconvenientes: tamaño grande, envejecimiento rápido, y por sus características direccionales exigen dos dispositivos en oposición, Fig. VI.13. En otros casos se aprovecha la característica de Zener, pero presenta limitaciones de tensión y exige también dos dispositivos en oposición, Fig. VI.14.

El dispositivo más recomendable actualmente como elemento protector es un tipo especial de varistor, conocido como MOV (Metal Oxyde Varistor), Fig. VI.15. Presenta la ventaja de ser de tamaño reducido, admitir fuertes sobrecargas, y poseer una característica simétrica. Responde aproximadamente a la expresión:

$$I = K V^{\alpha} \qquad (10)$$

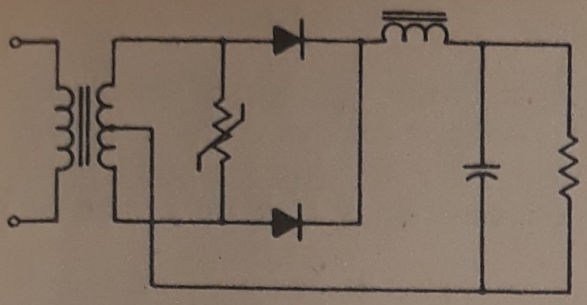


Fig. VI.12. Protección con varistores sobre el secundario.

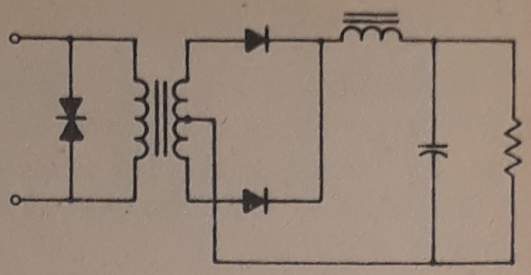


Fig. VI.13. Protección con diodos de selenio.

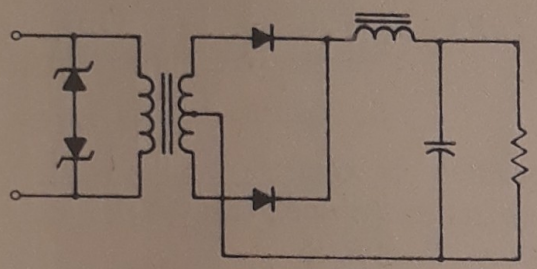


Fig. VI.14. Protección con diodos Zener.

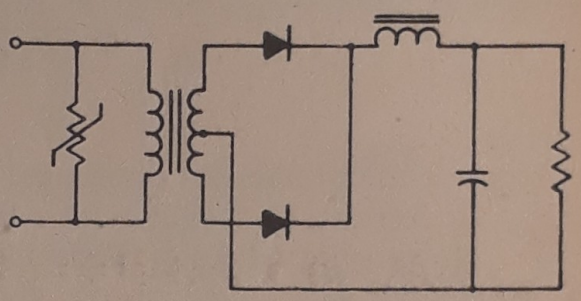


Fig. VI.15. Protección con MOV.

donde el coeficiente α es del orden de 40. La curva característica de este dispositivo es comparable a la de un Zener.

Se define para el MOV una tensión de utilización como el valor eficaz de tensión alterna de forma senoidal que provoca una corriente cresta de 1 mA. Las tensiones de utilización para los MOV disponibles van desde los 40 hasta los 1.000 volts. La tensión de utilización corresponde a un drenaje por el MOV compatible con su capacidad de disipación media. La corriente transitoria máxima que es capaz de absorber puede llegar al orden de algunos miles de amperes. La energía admitida por el dispositivo varía entre los 2 y los 160 joules.

El MOV debe ser seleccionado por su tensión de trabajo y por su capacidad de energía admisible W; ésta debe ser superior a la que almacena la inductancia del primario,

$$W \geqslant L\ I^2_{mag} = \frac{E_p\, I_{mag}}{\omega} \qquad (11)$$

En todos los casos el elemento protector debe colocarse lo más próximo posible al elemento protegido para evitar los efectos separadores de las inductancias del cableado.

VI.2.2. *Elementos en paralelo con el diodo*

Su finalidad es asegurar tensiones inversas dentro del régimen del diodo. Son redes idénticas a las que se disponen cuando se colocan varios diodos en serie. La función de esta red es atenuar las dV/dt y las sobretensiones breves.

El cálculo en este caso sólo sirve de aproximación, y a ese fin se usan las fórmulas prácticas:

$$R \leqslant \frac{V_{RWM}}{I_{RM}} \ (\Omega) \tag{12}$$

$$C \leqslant \frac{10 I_d}{V_{RWM}} \ (\mu F) \tag{13}$$

donde

V_{RWM} : tensión de cresta inversa del dispositivo en volts.
I_{RM} : corriente de fuga máxima a la temperatura de operación en A
I_d : corriente del diodo previa a la conmutación en A

Si el valor de C fuese excesivo, se debe encontrar el mejor valor en forma experimental, de modo de no exceder la sobretensión presentada sobre el diodo.

Para diodos rápidos es conveniente disponer de una red serie RC en paralelo con el diodo para evitar los efectos de una alta di/dt. El valor de C se obtiene de (13). El valor de la resistencia no es crítico y debe seleccionarse entre los 5 y los 100 ohms. La resistencia en serie con C tiene por finalidad limitar la corriente de descarga de C cuando el diodo pasa al estado de conducción. Normalmente la constante de tiempo se fija en algunas decenas de microsegundos.

VI.2.3. *Selección de diodos con sobrecapacidad*

Es práctica usual en diodos de alta capacidad de corriente tomar un coeficiente de seguridad de 2 en la determinación de la tensión de cresta inversa requerida. Algunos fabricantes de dispositivos recomiendan valores superiores. Este coeficiente de seguridad pone a cubierto al proyectista frente al desconocimiento de las tensiones transitorias.

Para diodos normales puede ser recomandable tomar factores de seguridad de 2 o 3 para tener en cuenta las incertidumbres de los transitorios.

No se debe abusar con los factores de seguridad, ya que el propio fabricante de dispositivos toma los suyos en su especificación. Tampoco debe confundirse un factor de seguridad con una reducción de los valores de operación motivada por las incidencias previsibles de proyecto. Por ejemplo,

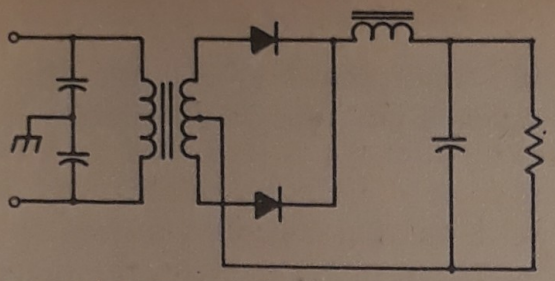


Fig. VI.16. Protección de transitorios de red con capacitores.

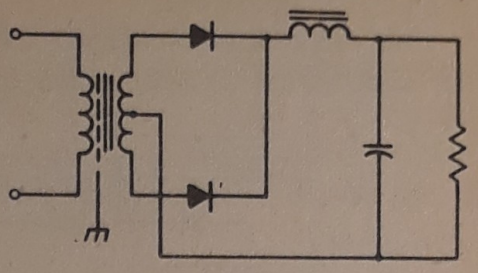


Fig. VI.18. Protección de transitorios de red con blindaje en el trasformador.

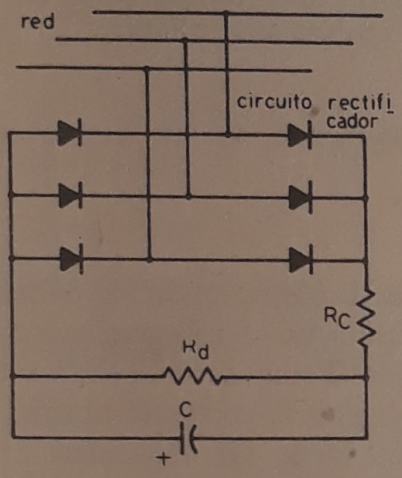


Fig. VI.17. Protección con un sistema rectificador de entrada capacitiva entre fases.

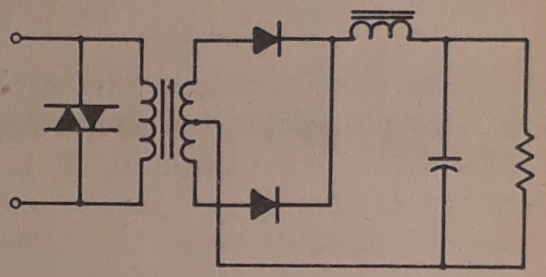


Fig. VI.19. Protección con diodos de selenio.

las tensiones de red tienen una variación estimada que puede ser perfectamente tomada en cuenta en el proyecto. Lo mismo sucede con la dispersión de tensión de secundario de un trasformador para tensión nominal de entrada.

VI.2.4. *Eliminación de transitorios de red mediante filtros*

Los tipos usuales son muy variados; pueden ser simples capacitores que aprovechan la inductancia de línea, Fig. VI.16; con rectificadores, Fig. VI.17; blindajes en el trasformador, Fig. VI.18; redes RC, Fig. VI.9; elementos de selenio, Fig. VI.12 y MOV, Fig. VI.15.

La selección dependerá de la mayor o menor simplicidad, disponibilidad, costo, y podría ser incluso una combinación de los métodos indicados. Los filtros *LC* tienen el inconveniente de ser fuentes de sobretensiones frente a variaciones bruscas de carga.

VI.3. Sobrecorrientes

Para evitar los efectos de las excesivas sobrecorrientes es necesario disponer dispositivos de protección que provoquen la interrupción del circuito. El

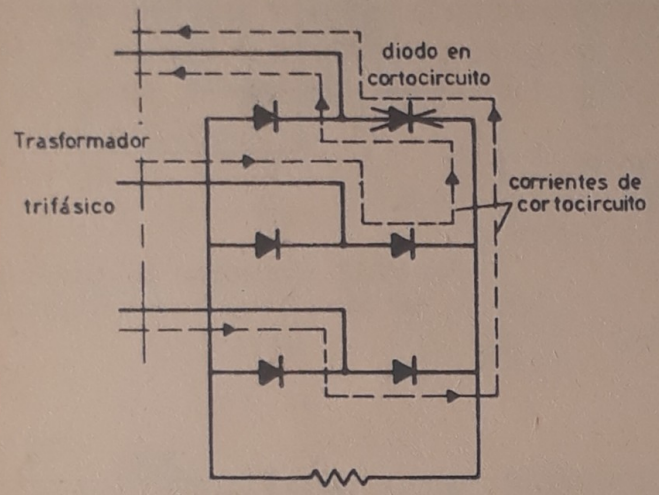


Fig. VI.20. El cortocircuito de un diodo provoca un cortocircuito directo para el trasformador trifásico.

sistema de protección debe estar en relación directa al valor económico de los elementos protegidos, su vulnerabilidad, y la confiabilidad del sistema.

Además de los elementos de protección, todo sistema debe incluir un elemento de control que permita interrumpir y conectar la corriente normal. Independientemente serán necesarias llaves seccionadoras, sin capacidad de corte, cuya función es interrumpir normalmente el circuito en vacío, asegurando una interrupción franca y visible del sistema.

Aunque todos los sistemas debieran tener siempre alguna protección, es usual omitir las mismas para fuentes de muy baja potencia, dado que en este caso la incidencia en el costo, armado, volumen, etc., no está en relación con la probabilidad de falla y los efectos que ésta puede provocar. Sin embargo, deberá asegurarse que ante una sobrecarga los componentes y conexiones no alcancen una temperatura que pueda significar un principio de incendio.

Los dos elementos básicos de una fuente en relación a su costo son el trasformador y los diodos. La mayor capacidad de sobrecarga del trasformador hace que el dispositivo de protección deba considerarse en base a los diodos.

Si el elemento en falla es un diodo, aunque se da con poca frecuencia, éste se presenta como un cortocircuito. El resultado es un cortocircuito directo para la alimentación, Fig. VI.20, y una sobrecarga para los demás diodos. También pueden presentarse sobrecargas por errores de operación o cortocircuitos accidentales en la carga.

Para proteger un diodo contra la eventualidad de un cortocircuito debe considerarse el valor de la constante subcíclica I^2t del diodo en relación al valor que determina el tiempo de apertura del elemento protector.

VI.3.1. *Corriente de cortocircuito*

Para el estudio de las sobrecargas y su interrupción se requiere conocer la ley de variación de la corriente en función del tiempo, para determinar el valor en cada instante; particularmente interesa el máximo que se alcanzaría de no existir interrupción, que se denomina *corriente prevista o prospectiva*, y la corriente efectiva máxima denominada *corriente de corte*, fijada por el tiempo de apertura del elemento protector.

La sobrecarga representa una brusca conexión de una carga reducida, que se denomina *impedancia del cortocircuito*.

$$Z_{cc} = R_{cc} + j\,X_{cc} \tag{14}$$

sobre una red de distribución de energía infinita y tensión,

$$v = E \operatorname{sen}(\omega t + \psi) \tag{15}$$

donde ψ caracteriza la fase de la tensión en el instante de la conexión. Se supone que R_{cc} y X_{cc} se mantienen constantes durante la sobrecarga. La ecuación diferencial del sistema es

$$L\,\frac{di}{dt} + R\,i = E \operatorname{sen}(\omega t + \psi) \tag{16}$$

cuya solución es

$$i = \frac{E}{\sqrt{R^2_{cc} + X^2_{cc}}} \left[-\operatorname{sen}(\psi - \varphi)\, e^{-Rt/L} + \operatorname{sen}(\omega t - \psi - \varphi) \right] \tag{17}$$

donde

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{L_{cc}\,\omega}{R_{cc}} = \frac{X_{cc}}{R_{cc}} \tag{18}$$

La sobrecorriente es, en consecuencia, la resultante de una corriente exponencial amortiguada, de régimen transitorio, denominada componente continua, y una corriente senoidal de régimen permanente, Fig. VI.21.

Se ve que la corriente total de cortocircuito presenta una asimetría durante el transitorio. Esta asimetría depende de la relación R_{cc}/X_{cc}, Fig. VI.22.

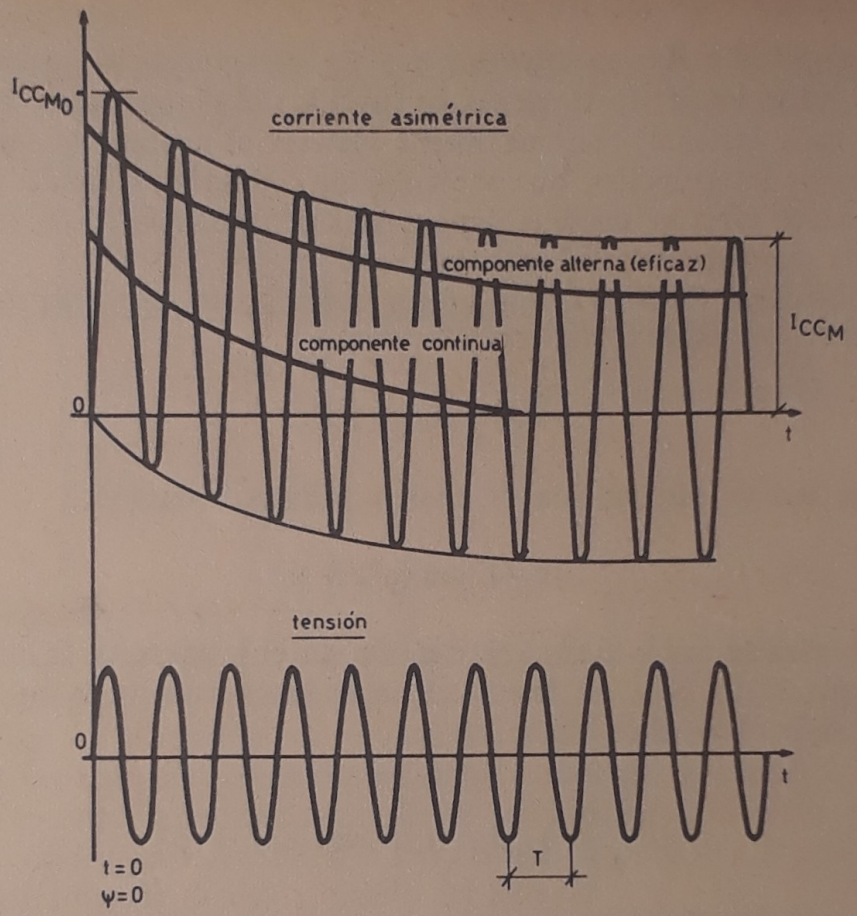


Fig. VI.21. Formas de onda de tensión y corriente correlacionadas frente a una brusca sobrecarga, conectada en el instante $t = 0$.

A su vez la forma de la corriente depende del defasaje ψ. En función del tiempo, la forma del primer pulso (el más importante) es la dada en la Fig. VI.23 para $\psi = 0$ y distintos valores de R_{cc}/X_{cc}.

El valor de I^2t del primer pulso de sobrecarga se puede determinar por integración de la variación de corriente dada por la expresión (17). Como este valor es función de R_{cc}/X_{cc} e I_{ccM}, se puede determinar la relación I^2t/I^2_{ccM} en función de R_{cc}/X_{cc}, Fig. VI.24. La Fig. VI.25 muestra también que la variación de corriente de cortocircuito es mínima para $\psi = 0$ y para $\psi = \pi$; este valor deberá ser tenido en cuenta cuando se usen dispositivos protectores sensibles a la variación de la corriente.

VI.3.2. *Reactancia porcentual*

Establecido el cortocircuito, la Fig. VI.26 representa el esquema equivalente para una fase del sistema. El valor de la sobrecorriente está limitado por la

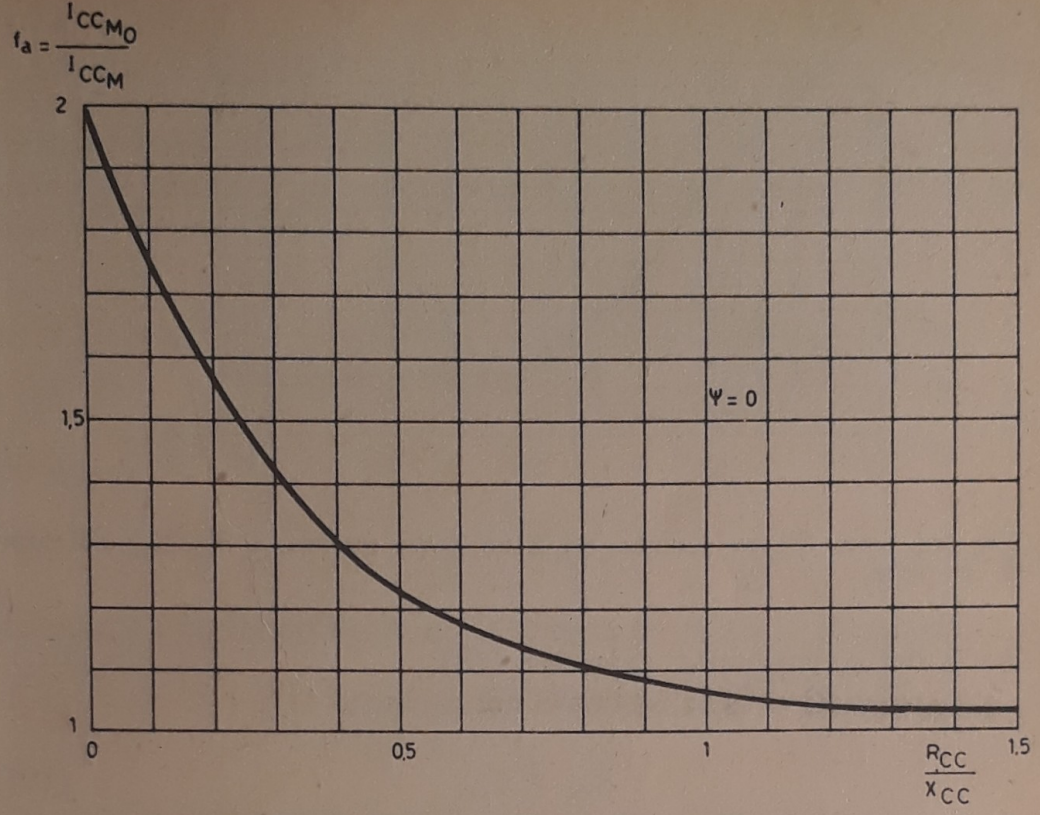


Fig. VI.22. Factor de asimetría de la corriente de sobrecarga.

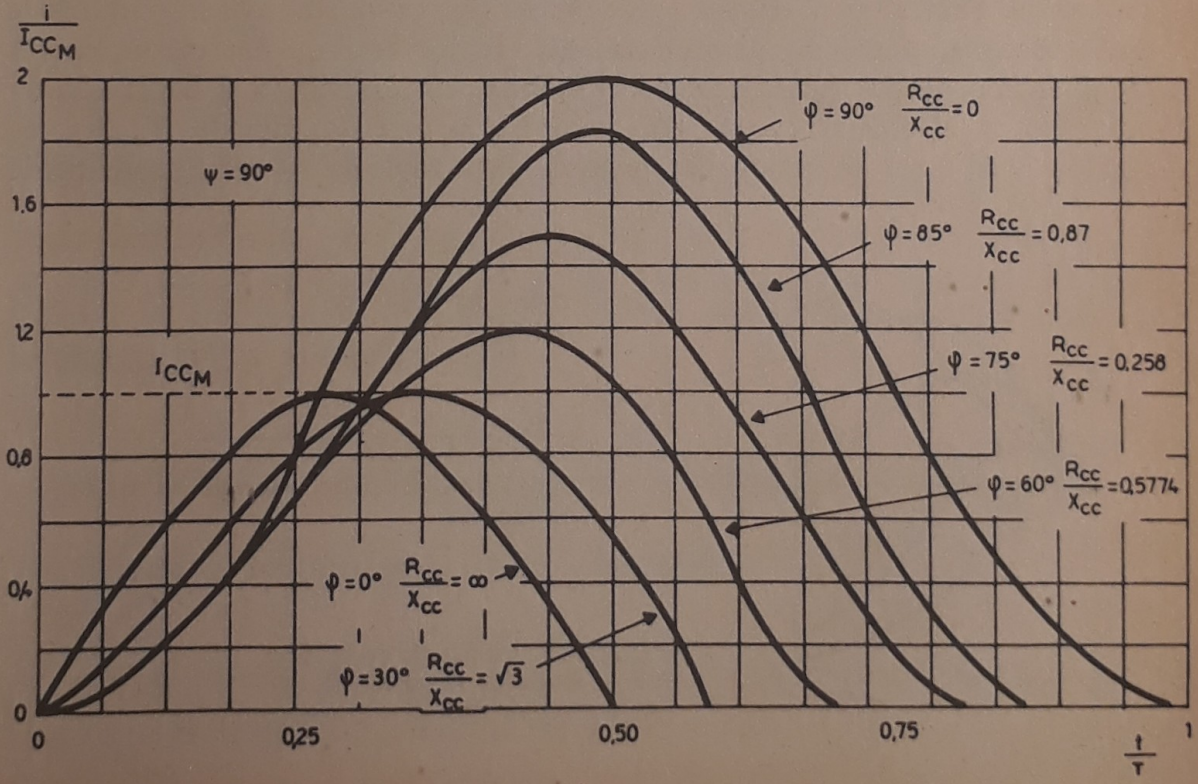


Fig. VI.23. Forma de onda del primer pulso de corriente. Con un factor de asimetría de 2 tiene una duración de un período.

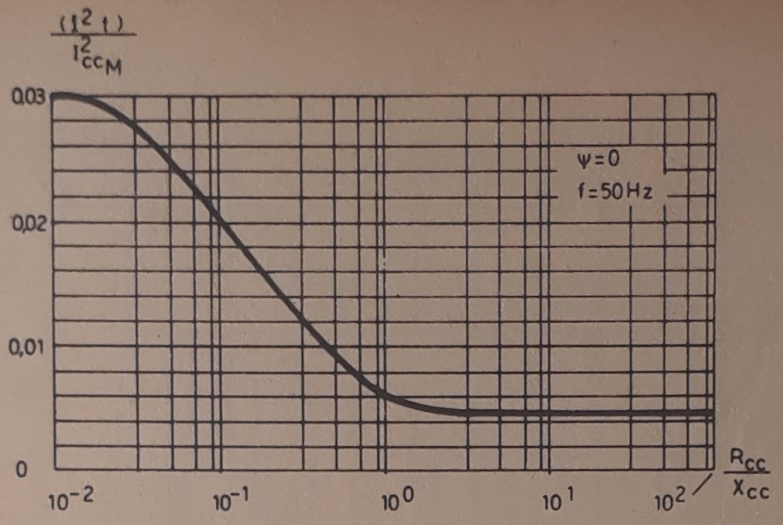


Fig. VI.24. Constante I^2t, en función de la corriente máxima y R_{cc}/X_{cc}, del primer pulso de corriente.

impedancia del cortocircuito, expresión (14).

En baja potencia y bajas tensiones normalmente es

$$R_{cc} > X_{cc} \qquad (19)$$

y puede despreciarse el efecto reactivo; este es el caso de fuentes de entrada capacitiva. Para altas potencias o altas tensiones, es mucho más importante la parte reactiva, pudiendo despreciarse los efectos de R_{cc}. Por cierto, en un rango medio de potencias y tensiones ambos contribuirán en la limitación de corriente, y el análisis es más complejo. En la práctica, cuando X_{cc}/R_{cc} es igual a 3, el error cometido despreciando la resistencia es aproximadamente

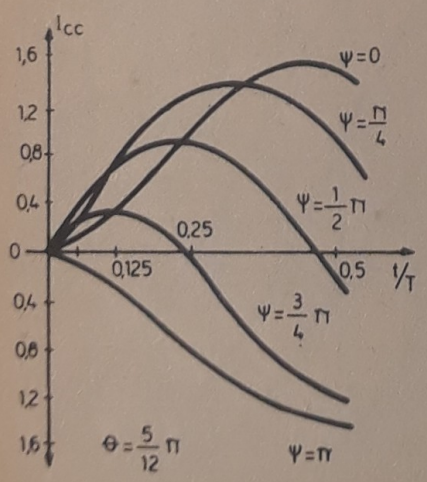


Fig. VI.25. Variación de la forma de onda de la corriente de cortocircuito con el defasaje.

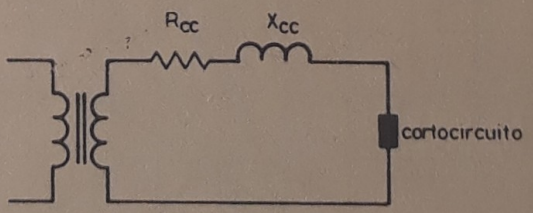


Fig. VI.26. Circuito equivalente del cortocircuito.

un 5 % , y sube a un 12 % para $X_{cc}/R_{cc} = 2$. Por esta razón, en sistemas de alta potencia o alta tensión se considera en el cálculo de las corrientes de cortocircuito únicamente la reactancia. Esta se da normalmente expresada en porcentaje, como la relación de la caída de tensión E_x en la reactancia cuando está recorrida por la corriente nominal respecto a la tensión nominal de fase E_s, (véase IV.3.2.),

$$x = \frac{x\,(\%)}{100} = \frac{E_x}{E_s} = \frac{I_n}{I_{cc}} = \frac{I_n\,E_s}{I_{cc}\,E_s} = \frac{VA_{n(f)}}{VA_{cc\,(f)}} = \frac{VA_n}{VA_{cc}} \tag{20}$$

dado que

$$E_x = X_{cc}\,I_n \tag{21}$$

y además, en cortocircuito la caída de tensión sobre la reactancia es igual a la tensión de fase,

$$E_s = I_{cc}\,.\,X_{cc} \tag{22}$$

De (22) se deduce que la reactancia de línea está dada por

$$X_{cc} = \frac{E_s}{I_{cc}} = \frac{E_n^2}{VA_{cc}} = x\,\frac{E^2{}_n}{VA_n} \quad (23) \tag{23}$$

donde E_n es la tensión entre fases.

Los distintos elementos que forman la reactancia del cortocircuito pueden tener distintas potencias nominales, lo cual obliga a efectuar una reducción a un valor común de base. La base se fija arbitrariamente, aunque es cómodo referirla al trasformador del rectificador. La *reactancia porcentual reducida* resulta de aplicar la expresión

$$x_r\,(\%) = \frac{kVA \text{ de base}}{kVA \text{ del elemento considerado}}\;.\,x\,(\%) \tag{24}$$

y la reactancia total reducida es, en porcentaje

$$x_{rt}\,(\%) = \Sigma\,x_r\,(\%) \tag{25}$$

Luego, el valor de I_{cc} resulta de (22) y (23)

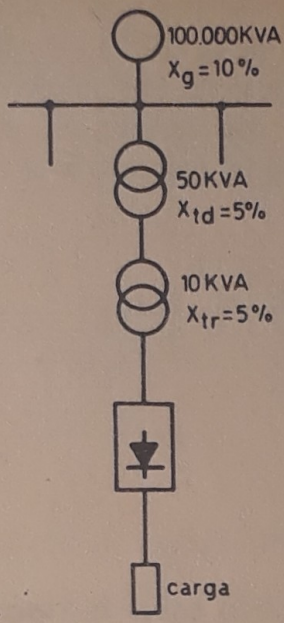


Fig. VI.27. Características del sistema de alimentación de un rectificador.

$$I_{cc} = \frac{E_s}{X_{cc}} = \frac{E_s\, VA_n}{x\, E_n^{\,2}} \qquad (26)$$

y el valor de cresta es

$$I_{ccM} = \sqrt{2}\, I_{cc} \qquad (27)$$

En base a la relación R_{cc}/X_{cc} se tiene el factor de asimetría f_a, Fig. VI.22; de este modo la cresta del primer pulso de corriente es

$$I_{ccM_0} = \sqrt{2}\, I_{cc} \cdot f_a \qquad (28)$$

Con R_{cc}/X_{cc} e I_{ccM} se puede determinar de la Fig. VI.24 el valor de la constante I^2t del primer pulso de corriente de cortocircuito.

Sea por ejemplo el sistema trifásico de la Fig. VI.27, que incluye un generador de 100.000 kVA, $x_g = 10\ \%$, un trasformador distribuidor de 50 kVA, $x_{td} = 5\ \%$, y el trasformador del rectificador de 10 kVA, $x_{tr} = 5\ \%$ siendo la tensión entre fases de $E_n = 5$ kV.

Las reactancias reducidas, tomando como base los kVA del trasformador del rectificador, valen

$$x_{gr} = \frac{10}{100.000} = 0{,}00001$$

$$x_{tdr} = \frac{5}{500} = 0{,}001$$

$$x_{trr} = 5\,\% = 0{,}05$$

y la reactancia total porcentual es

$$x_r = 0{,}051$$

Para un sistema trifásico es

$$E_n = \sqrt{3}\,E_s \qquad (29)$$

de modo que por (26) y (27) es

$$I_{ccM} = \frac{VA_n}{E_n \,.\, x_r \,.\, \sqrt{\frac{3}{2}}} = \frac{10\,.\,\text{kVA}}{5\text{kV}.0{,}051}\sqrt{\tfrac{2}{3}} = 32{,}02\,\text{A}$$

Suponiendo $R_{cc}/X_{cc} = 0{,}5$, resulta un factor de asimetría $f_a = 1{,}23$, de la Fig. 30. Luego, la cresta del primer pulso vale,

$$I_{ccMo} = f_a I_{ccM} = 1{,}23\,.\,32{,}02\,\text{A} = 39{,}38\,\text{A}$$

De la Fig. VI.24 se obtiene el valor de $I^2\,t/I^2_{\,ccM} = 0{,}0083$, que permite calcular,

$$I^2t = 0{,}0083\,.\,1.550\,\text{A}^2\,\text{seg.} = 12{,}86\,\text{A}^2\,\text{seg.}$$

VI.3.3. *Determinación de la constante I^2t de diodo*

Cuando se agrupan diodos en paralelo es necesario considerar el factor de distribución de corriente f_d (véase Cap. V.2) para determinar la constante I^2t por diodo. Para n diodos resulta

$$(I^2t)\text{diodo} = \frac{(I^2t)_{total}}{n^2\,.\,f^2_{\,d}} \qquad (30)$$

dado que la constante del diodo más exigido es $I^2_{\,M}t$. De otro modo, el número de diodos requerido es

$$n \geq \left[\frac{(I^2t)_{total}}{(I^2t)_{diodo}} \cdot \frac{1}{f^2 d} \right]^{\frac{1}{2}}$$

suponiendo que el sistema protector deba permitir el primer pulso de sobrecorriente para el que se tiene un valor $(I^2t)_{total}$.

VI.4. Protección contra sobrecargas

El sistema de protección ideal contra sobrecorrientes es aquel que refleja en cada instante el estado térmico del dispositivo o componente a proteger, y produce una aislación del mismo, o la interrupción del sistema, cuando se sobrepasa el límite de temperatura admitido. Esto exigiría una característica de corte distinta para cada dispositivo o componente que contemple su inercia térmica.

El dispositivo de protección que se acerca al ideal es el fusible, lográndose alterar la característica del mismo por artificios constructivos para diferenciarlos en tres tipos: normales o lentos, rápidos, y ultrarrápidos.

Los sistemas de protección pueden ser preventivos o correctivos. Los primeros interrumpen el circuito cuando se manifiesta una condición anormal que pueda provocar fallas en algún dispositivo o componente. Por ejemplo, las protecciones contra sobrecargas o cortocircuitos. Las protecciones correctivas actuán luego de producida la falla para evitar consecuencias mayores. Por ejemplo, por ruptura de un aislante, arcos por sobretensiones, etc.

La protección puede darse:

1) Aumentando la impedancia de fuente, tanto por un incremento de la resistencia como de la reactancia de dispersión
2) Disponiendo elementos de interrupción, sean disyuntivos o fusibles
3) Por una combinación de estos tipos.

VI.4.1. *Inductancia agregada de protección*

En baja potencia, con fuentes de entrada capacitiva, es conveniente aumentar la resistencia de fuente. Para altas potencias resulta adecuado aumentar la reactancia.

Si el valor obtenido de I^2t o I_{ccMo} exceden la capacidad del diodo será necesario agregar inductancias. Estará impuesto en este caso I^2t o I_{ccMo} por el valor máximo permitido por el diodo. Suponiendo que fuese excedida la corriente de cresta del primer pulso de corriente, entonces si x es la reactancia porcentual del circuito, reducida, la reactancia porcentual a agregar es

$$x_a = x_r - x \qquad (32)$$

donde x_r es el valor de reactancia porcentual requerida para limitar la corriente de cortocircuito al valor máximo permitido por el diodo. Luego, por (23) es

$$X_a = x_a \cdot \frac{E^2{}_n}{VA_n} \tag{33}$$

y la *inductancia de línea agregada* al secundario debe valer

$$L_a = \frac{X_a}{\omega_r} \tag{34}$$

Las inductancias agregadas no tienen hierro para evitar la saturación. A fin de soportar los esfuerzos electrodinámicos debidos a las sobrecorrientes se requiere una construcción rigida. Es necesario por igual razón cuidar las salidas, siendo adecuado disponerlas radiales o paralelas al eje de la bobina.

La presencia de un inductor de filtro reduce apreciablemente los efectos de un cortocircuito en la carga. El valor de la inductancia deberá ser estimado, dado que cae apreciablemente debido a la saturación provocada por el incremento de corriente.

Si se quiere determinar de un modo más exacto la corriente sería necesario resolver la ecuación diferencial

$$E \operatorname{sen} \omega t = n \frac{d\phi}{di} \cdot \frac{di}{dt} + L_d \frac{di}{dt} + R.i \tag{35}$$

donde $n\dfrac{d\phi}{dt}$ depende de la intensidad de corriente, y puede obtenerse de la curva de magnetización $\phi = f(i)$ del circuito magnético.

VI.4.2. *Disyuntores de protección*

Los elementos de protección por interrupción del tipo disyuntivo son por lo general de acción lenta, pero resultan adecuados cuando se toleran sobrecargas largas; no son adecuados para la protección de diodos. La interrupción de la corriente de sobrecarga plantea problemas sumamente complejos debidos a las fuerzas electrodinámicas que provoca la sobrecorriente y a los efectos térmicos, que pueden llegar a soldar los contactos.

Los problemas de interrupción de una corriente anormalmente alta de continua son distintos a los de alterna. En corriente continua se aumenta la

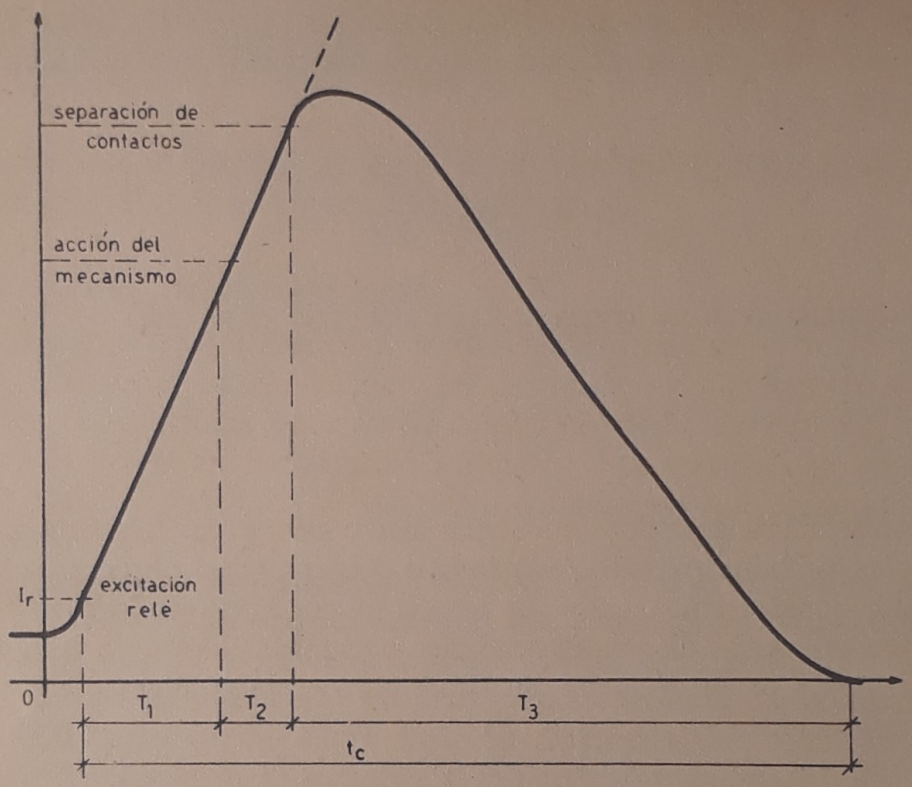


Fig. VI.28. Corriente permitida por un disyuntor de CC.

resistencia del arco separando los contactos hasta que la caída en el mismo sea igual a la tensión de alimentación. La separación de contactos se acompaña normalmente con un desplazamiento forzado del arco hacia contactos auxiliares, de modo que los contactos principales no se dañen.

En corriente alterna el mecanismo de la apertura es diferente. En este caso se trata de impedir el restablecimiento del arco después que la corriente se anule y por consecuencia el arco se extinga. Según esto, el disyuntor ideal sería aquel que impidiese el restablecimiento del arco luego del primer pasaje por cero de la corriente a partir del instante del establecimiento del cortocircuito. Para impedir el restablecimiento del arco, es necesario que el medio en que se desarrolla el arco pase de ser un buen conductor a su estado normal de aislante. Para esto se suele recurrir a procesos de regeneración natural, forzada o de autorregeneración.

Frente a cortocircuitos en la carga puede ser útil un *disyuntor* de tipo *ultrarrápido de corriente continua*, lográndose tiempos de corte de 10 a 15 mseg. En el accionamiento de un disyuntor electromecánico se reconocen tres tiempos, Fig. VI.28. Al superarse la corriente de regulación I_r es necesario un cierto intervalo, T_1, para que accione el mecanismo de apertura; luego

de un intervalo T_2, los contactos se separan; finalmente se interrumpe la corriente luego de un intervalo T_3. El tiempo de corte es la suma de $T_1 + T_2 + T_3$. Los disyuntores de alterna rápidos tienen un tiempo de corte relativamente alto (3 a 6 períodos), de modo que no son aplicables frente a cortocircuito de diodos, salvo que se admita un desaprovechamiento de éstos.

Para la protección de diodos resultan más adecuados los dispositivos que responden a la velocidad de variación de la corriente causada por la sobrecarga, los cuales actúan sobre un cartucho explosivo causando la interrupción del circuito principal.

VI.4.3. *Fusibles*

En instalaciones de baja potencia es preferible usar *fusibles rápidos,* junto con un disyuntor convencional en el primario. Para fuentes de aun menor potencia bastará un fusible convencional del lado del primario. Cuando se coloquen dispositivos de protección sobre el primario deberá tenerse en cuenta la sobrecorriente de conexión del trasformador, que puede ser 10 veces superior a la normal y durar varias decenas de ciclos de red.

Los fusibles son más económicos, de menor tamaño, y dan una gran seguridad. Los inconvenientes mayores son la tolerancia, la posibilidad de efectuar reemplazos indebidos y la sobrecarga que puede causar la interrupción parcial de alguna de las fases, líneas o ramas.

Las curvas características de fusible permiten definir la corriente normal del fusible, I_N, que corresponde en la operación normal a una temperatura inferior a la de fusión. La corriente límite de fusión, I_F, corresponde a una operación en que el fusible alcanza como temperatura de equilibrio la temperatura de fusión. Como consecuencia de las tolerancias propias de fabricación no es posible obtener una curva límite para I_F, sino una zona que tiene como tope la corriente límite de no fusión I_{NF}, que por supuesto es superior a I_N pero próxima.

En la selección del fusible debe tomarse en cuenta la corriente nominal, la tensión de operación, la corriente de corte, la constante I^2t, y la tolerancia.

El régimen de tensión de un fusible se establece por la máxima tensión que puede interrumpir con mínima duración de arco. Es decir, que el régimen de tensión incide sobre la constante I^2t del fusible. La corriente nominal es igual a la corriente eficaz que pasa por el fusible en condiciones operativas normales.

La variación de corriente por el fusible y la variación de tensión sobre sus extremos tienen el aspecto indicado en la Fig. VI.29. Se ve que la tensión de arco del fusible origina una sobretensión que se trasmitirá a los diodos en paralelo (véase VI.1.9). Esto determina que el valor I^2t del fusible no deba

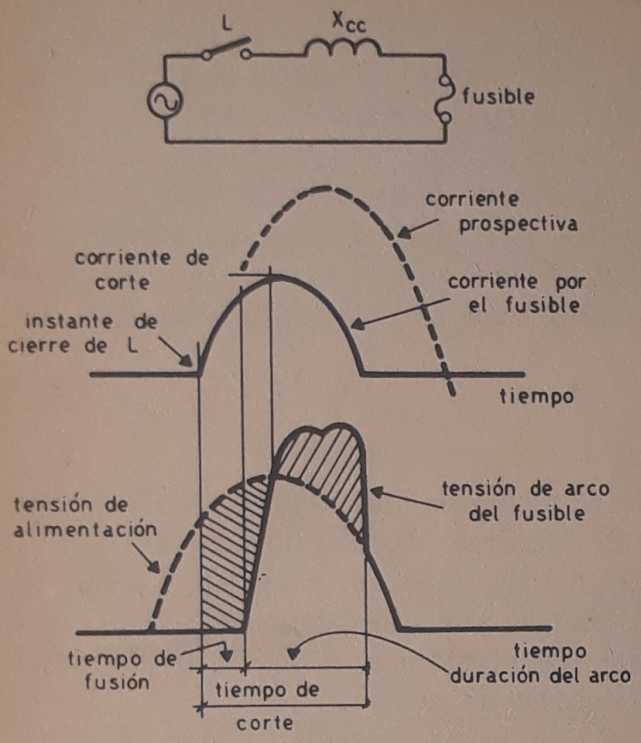


Fig. VI.29. Formas de onda de corriente y tensión permitidas por un fusible.

ser excesivamente inferior al del diodo. Cuanto menor sea I^2t mayor será dI/dt, y, consecuentemente, mayor será la tensión del arco. La Fig. VI.30 muestra en detalle la variación de corriente por el fusible en función del tiempo. El valor de I^2t depende de la corriente de cortocircuito prospectiva I_{ccM}, Fig. VI.31, al igual que la corriente de corte, Fig. VI.32. Como estas características son conocidas para fusibles rápidos, es posible determinar el tiempo de apertura virtual, Figs. VI.33 y VI.34.

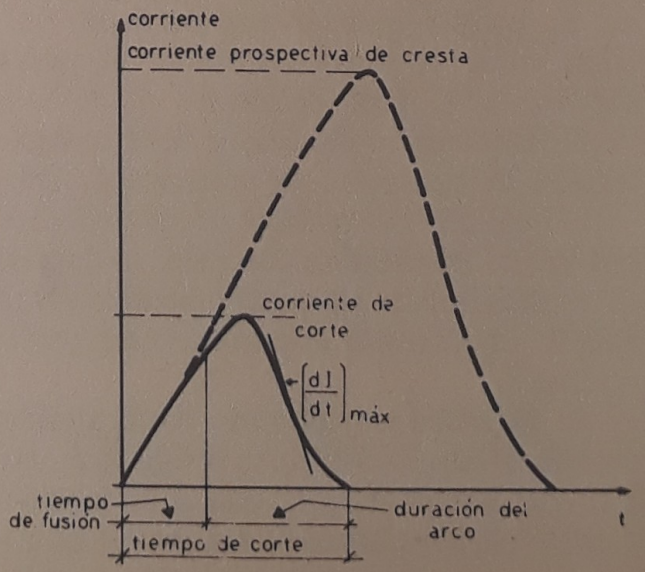


Fig. VI.30. Forma de onda de corriente por un fusible, que muestra los valores característicos de corriente.

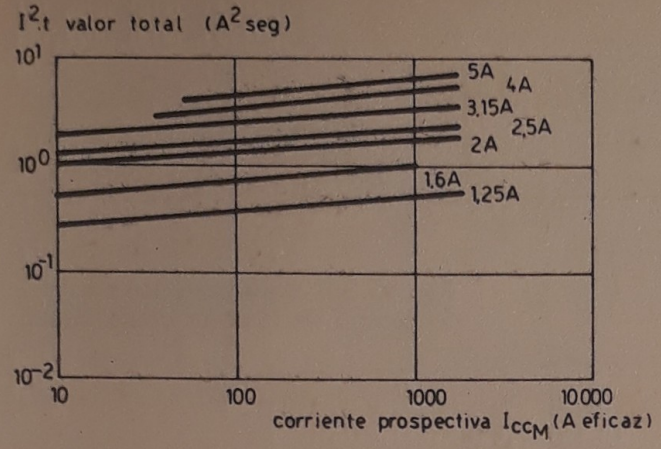


Fig. VI.31. Constante I^2t de fusibles comerciales.

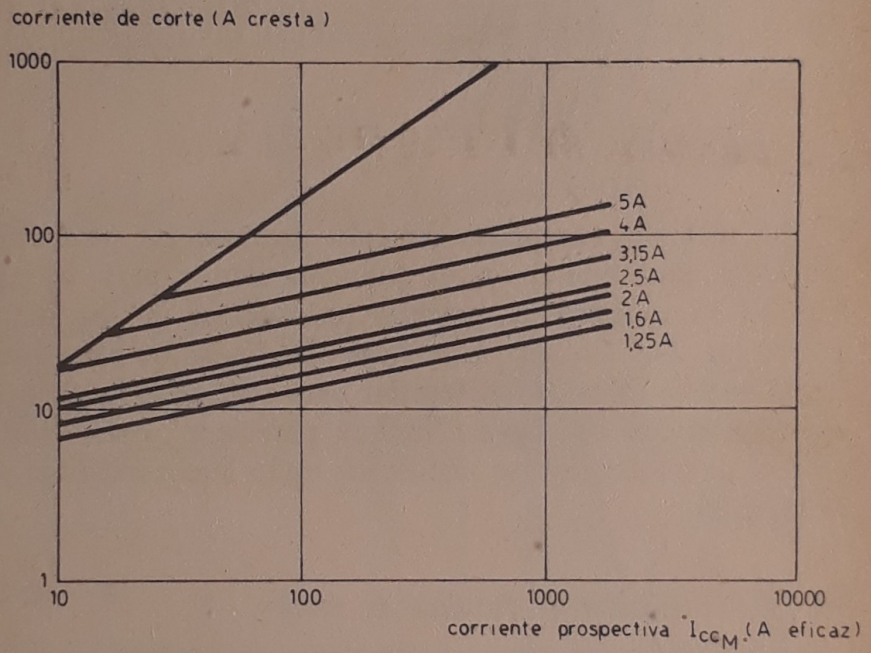


Fig. VI.32. Corriente de corte en función de la corriente prospectiva.

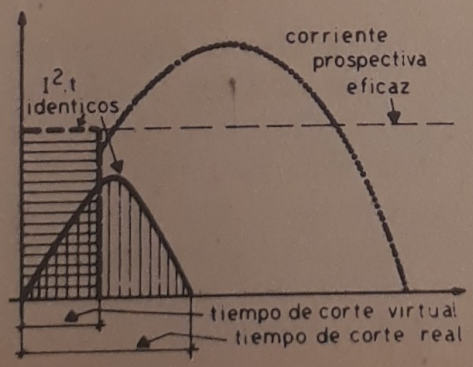


Fig. VI.33. Comparación entre el tiempo de corte virtual y el real.

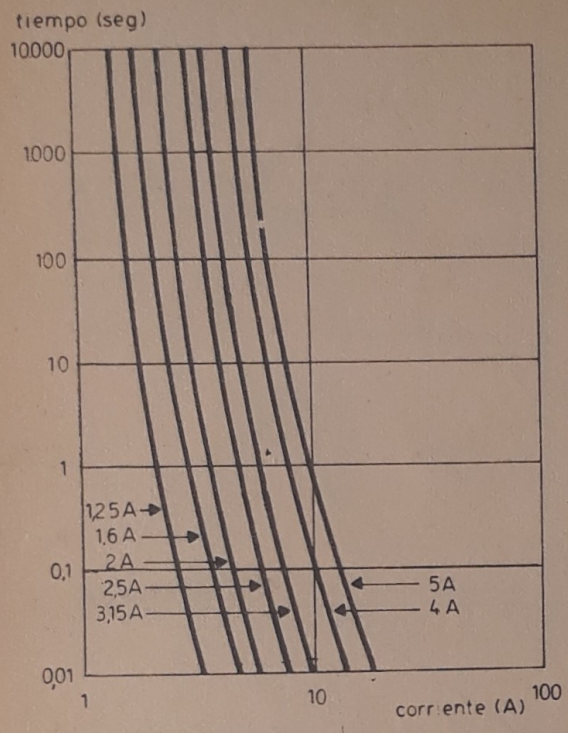


Fig. VI.34. Característica corriente-tiempo de fusibles comerciales.

En sistemas complejos deberán preverse las protecciones necesarias que aseguren continuidad en el funcionamiento para la parte no dañada. La Fig. VI.35 muestra las posibles ubicaciones de los fusibles siguiendo estos principios. Los fusibles A protegen las fases, los B las líneas, los C las ramas, los D son fusibles de protección para las barras de distribución, y los E para las acometidas de carga. Aunque pareciera existir cierta redundancia, este exceso de protección se justificará según la complejidad y confiabilidad de la instalación.

VI.4.4. *Tolerancia de fusibles de rama*

Un punto que debe considerarse especialmente en la selección de los fusibles es su tolerancia. De no tomarse en cuenta pueden esperarse efectos indeseados.

Cuando por ejemplo se agrupan varios diodos en paralelo es conveniente disponer, como indica la Fig. VI.35, un fusible de rama. Estos fusibles no están para proteger los diodos en serie, sino para desconectar los diodos averiados que provocan un cortocircuito sobre la alimentación, Figs. VI.35 y VI.36. Se trata de este modo que el sistema siga operativo, con una mayor carga para los restantes diodos que participan del grupo del averiado. Por cierto, esta mayor exigencia habrá que tenerla en cuenta en el proyecto. Será conveniente, asimismo, tener un indicador de diodos defectuosos.

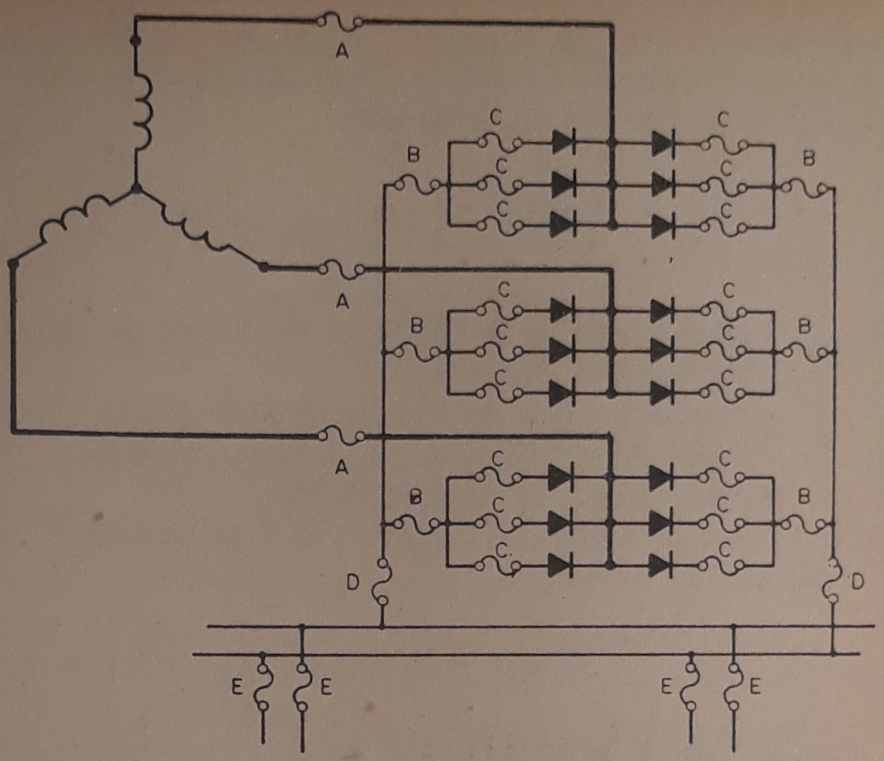


Fig. VI.35. Ubicación de fusibles en un sistema trifásico.

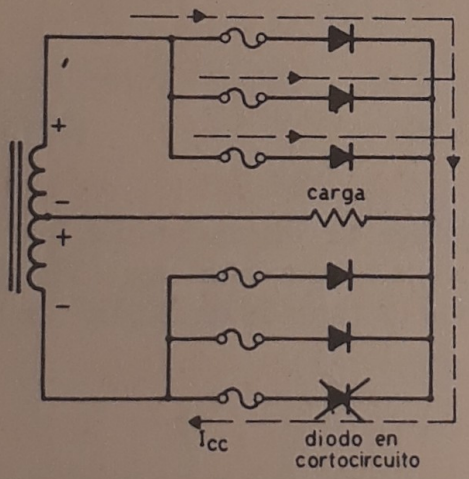


Fig. VI.36. El cortocircuito de un diodo debe provocar la apertura del fusible en serie con el mismo.

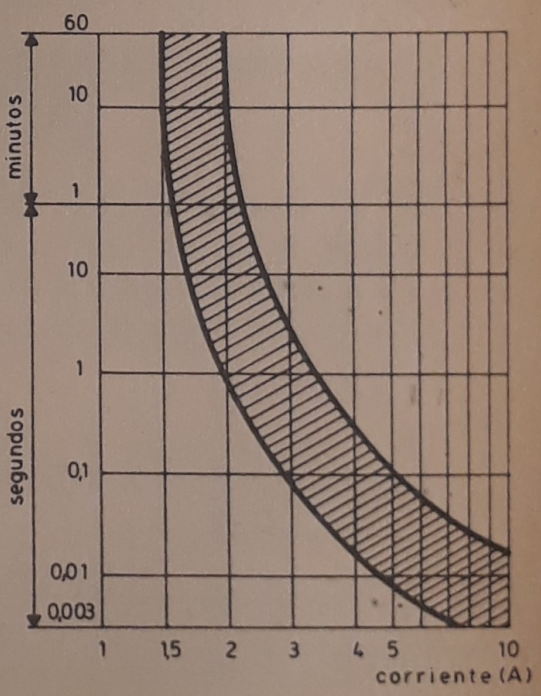


Fig. VI.37. Tolerancia de la característica corriente-tiempo de un fusible comercial.

La tolerancia determina que el diodo más exigido durante el tiempo que dure la sobrecarga (tiempo de corte del fusible que está en la rama del diodo averiado) tenga un fusible con una constante

$$\frac{I^2_{cc}\, t_c}{n^2 f^2_d} < (I^2 t)_{mín} \qquad (36)$$

donde $(I^2 t)_{mín}$: menor valor de la constante del fusible de rama
I_{cc} : corriente de cortocircuito
t_c : tiempo de corte real del fusible de la rama del diodo fallado.
f_d : factor de distribución de corriente (véase Cap. V.2)
n : número de diodos en paralelo

Considerando para la fusión del fusible de la rama averiada el valor máximo de la constante del fusible,

$$I^2_{cc}\, t_c = (I^2 t)_{máx} \qquad (37)$$

se deduce, combinando (36) y (37)

$$\frac{(I^2 t)_{máx}}{(I^2 t)_{mín}} < n^2 f^2_d \qquad (38)$$

Por *ejemplo*, si $f_d = 0{,}8$, $n = 2$, resulta

$$\frac{(I^2 t)_{máx}}{(I^2 t)_{mín}} < 2{,}56 \qquad (39)$$

condición no siempre factible. La característica de dispersión del fusible puede obligar a agregar más diodos en paralelo para satisfacer (38). La Fig. VI.37 muestra la tolerancia de la corriente de corte de un fusible comercial rápido de alta capacidad de ruptura.

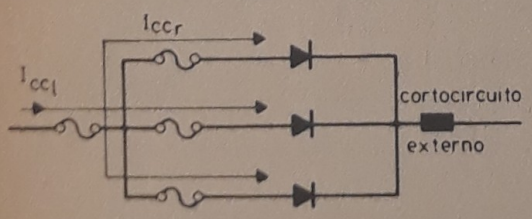


Fig. VI.38. Frente a cortocircuitos externos debe actuar el fusible de línea y no el de rama.

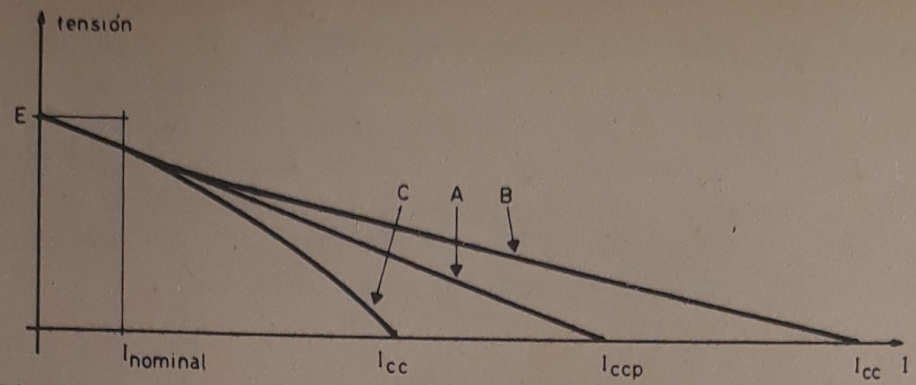


Fig. VI.39. Característica de carga de una fuente rectificadora. La comparación se basa en suponer igual regulación en condiciones de operación normales. En este supuesto la mejor característica es la C por ser menor la relación entre la corriente de cortocircuito y la nominal.

VI.4.5. *Relación entre fusibles de rama y línea*

En el caso de cortocircuitos externos se disponen fusibles de línea, Figs. VI.35 y VI.38. En este caso se debe elegir la constante del fusible de línea $(I^2t)_l$ de modo que frente a un cortocircuito externo el fusible de rama quede inalterado, debiendo fundirse sólo el de línea. Es decir, para el fusible de rama,

$$\frac{I_{cc}^2\, t_c}{f^2_d \cdot n^2} < (I^2t)_{r_{mín}} \qquad (40)$$

Asimismo, el fusible de línea debe atender el cortocircuito externo, de modo que

$$I_{cc}^2\, t_c = (I^2\, t)_{l_{máx}} \qquad (41)$$

Es decir,

$$\frac{(I^2t)_{l_{máx}}}{(I^2t)_{r_{mín}}} < f^2_d \cdot n^2 \qquad (42)$$

para evitar que el fusible de rama corte antes que el fusible de línea.

VI.5. Constante de cortocircuito

La característica de carga de una fuente puede tomar distintas formas, Fig. VI.39, que permiten juzgar la bondad de la configuración frente a sobrecargas.

Es evidente que cuanto menor sea la corriente de cortocircuito mejor sera el circuito siempre que la caída en funcionamiento normal sea pareja. La característica A resulta de suponer un comportamiento lineal. Para $E = 0$ define la *corriente de cortocircuito proyectada*, I_{ccp}. La forma real de la característica depende de la configuración y la impedancia de cortocircuito La relación entre el valor efectivo de cortocircuito, I_{cc} y el valor proyectado I_{ccp} define una constante de bondad del circuito, es decir

$$K_{cc} = \frac{I_{cc}}{I_{ccp}} \qquad (43)$$

Evidentemente, cuanto menor sea K_{cc} más conveniente será la configuración.

VI.5.1. *Configuración paralelo simple*

Para una *configuración paralelo simple* frente a un cortocircuito en la carga, existe una exigencia pareja para todos los diodos suponiendo que no actúe ningún elemento protector. Siendo X_{cc} la única impedancia limitativa, se tiene una corriente media por diodo.

$$I_{dcc} = \frac{E_m}{X_{cc}} \qquad (44)$$

dado que la carga es reactiva, y siendo la circulación por fase unidireccional la corriente media debe ser igual a la cresta de alterna. De este modo, la corriente media de cortocircuito es

$$I_{cc} = m \frac{E_m}{X_{cc}} \qquad (45)$$

La corriente proyectada se obtiene considerando solamente las reactancias bajo la condición $E = 0$,

$$E = m \frac{E_m}{\pi} \operatorname{sen} \frac{\pi}{m} - \frac{m}{2\pi} X_{cc} I_{ccp} = 0 \qquad (46)$$

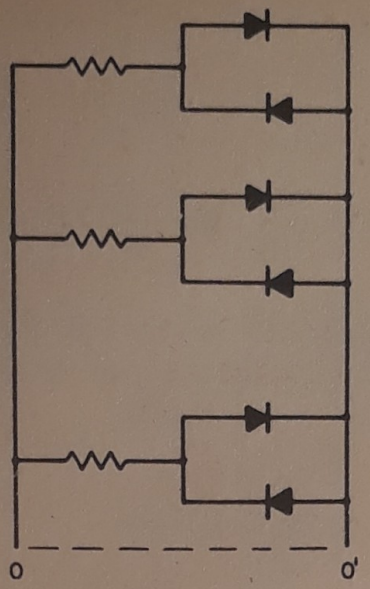


Fig. VI.40. Si se supone un cortocircuito a la salida de los rectificadores en un circuito polifásico paralelo puente, se establece un neutro virtual O' que puede ser unido al C (por ser un sistema equilibrado). Se ve que cada fase resulta con un cortocircuito directo.

de donde

$$I_{ccp} = 2 \text{ sen } \frac{\pi}{m} \cdot \frac{E_m}{X_{cc}} \qquad (47)$$

que permite obtener la *constante de cortocircuito*,

$$K_{cc} = \frac{I_{cc}}{I_{ccp}} = \frac{m}{2 \text{ sen } \frac{\pi}{m}} \qquad (48)$$

que toma los valores

m	2	3	6	12	18
K_{cc}	1	1,73	6	23,18	52

Es decir, resulta un incremento notable de la constante de cortocircuito con el incremento del número de fases, como puede apreciarse en las curvas comprendidas entre la A y la B de la Fig. VI.39.

VI.5.2. *Configuración paralelo puente*

Para una *configuración paralelo puente* se tiene

$$E = \frac{2m}{\pi} E_m \operatorname{sen} \frac{\pi}{m} - \frac{m}{\pi} X_{cc} I \qquad (49)$$

y para $E = 0$ resulta

$$I_{ccp} = 2 \frac{E_m}{X_{cc}} \operatorname{sen} \frac{\pi}{m} \qquad (50)$$

La corriente por fase de cortocircuito es senoidal, Fig. VI.40, dado que cada fase se encuentra en cortocircuito directo, por ser O' neutro virtual, y por consecuencia se pueden unir O y O', siendo

$$i_s = - \frac{E_m}{X_{cc}} \cos \omega t \qquad (51)$$

Por el sentido directo de conducción de los diodos la corriente media por diodo valdrá

$$I_{dcc} = \frac{E_m}{\pi} \cdot \frac{1}{X_{cc}} \qquad (52)$$

El valor medio de la corriente de cortocircuito será la suma de las m corrientes de cada diodo,

$$I_{cc} = m I_{dcc} = \frac{m}{\pi} \cdot \frac{E_m}{X_{cc}} \qquad (53)$$

de modo que

$$K_{cc} = \frac{I_{cc}}{I_{ccp}} = \frac{m}{2 \pi \operatorname{sen} \frac{\pi}{m}} \qquad (54)$$

es decir, resulta π veces menor a la que se obtiene en una configuración rectificadora paralelo simple. Dado que para la configuración puente monofásica es

$$E = \frac{\sqrt{2}}{\pi} E_s - \frac{4}{\pi} X_{cc} I \qquad (55)$$

resulta

$$I_{ccp} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{E_s}{2X_{cc}} \tag{56}$$

de modo que siendo

$$I_{cc} = \frac{E_m}{\pi X_{cc}} \tag{57}$$

se obtiene

$$K_{cc} = \frac{I_{cc}}{I_{ccp}} \doteq \frac{2}{\pi} \tag{58}$$

Es decir, para las configuraciones puente las curvas de carga están entre la C y la B de la Fig. VI.39.

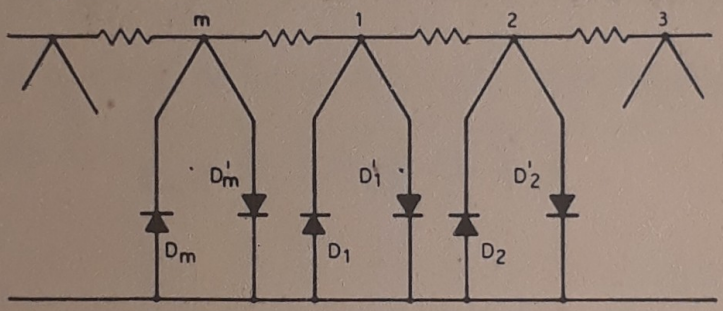


Fig. VI.41. En un circuito rectificador polifásico serie, un cortocircuito a la entrada del filtro resulta en un cortocircuito directo para cada fase.

VI.5.3. *Configuración serie*

Para la *configuración serie* un cortocircuito en la carga se traduce también en un cortocircuito para cada fase a través de los diodos, de modo que la corriente por fase es de forma senoidal, Fig. VI.41, siendo para la fase 1,

$$i_1 = -\frac{E_m}{X_{cc}} \cos \omega t \tag{59}$$

Por el par de diodos en oposición que concurren a una acometida, circula una corriente

$$i_d = i_1 - i_2 \tag{60}$$

como resulta de aplicar la ley de Kirchoff al nodo 1. De este modo,

$$i_d = \frac{E_m}{X_{cc}}\left[-\cos\omega t - \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{m}\right)\right] = 2\ \text{sen}\ \frac{\pi}{m}\cdot\frac{E_m}{X_{cc}}\ \text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right) \tag{61}$$

circulando por D_1 la cresta positiva, y por D'_1 la cresta negativa. La corriente media por rectificador es

$$I_{dcc} = \frac{2}{\pi}\ \text{sen}\ \frac{\pi}{m}\cdot\frac{E_m}{X_{cc}} \tag{62}$$

y la corriente media total será

$$I_{cc} = m\,I_{dc} = \frac{2m}{\pi}\ \text{sen}\ \frac{\pi}{m}\cdot\frac{E_m}{X_{cc}} \tag{63}$$

Como para m par es

$$E = \frac{m}{\pi}\,E_m - \frac{m}{2\pi}\,X_{cc}I \tag{64}$$

resulta para $E = 0$,

$$I_{ccp} = \frac{2E_m}{X_{cc}} \tag{65}$$

de donde

$$K_{cc} = \frac{m}{\pi}\ \text{sen}\ \frac{\pi}{m} \tag{66}$$

Para m impar es

$$E = \frac{m}{\pi}\,E_m - \frac{m}{2\pi}\,X_{cc}I\left(\frac{m-1}{m}\right) \tag{67}$$

de modo que para $E = 0$ es

$$I_{ccp} = \frac{2E_m}{X_{cc}} \cdot \frac{m}{m-1} \qquad (68)$$

De este modo

$$K_{cc} = \frac{m-1}{\pi} \cdot \text{sen} \frac{\pi}{m} \qquad (69)$$

Las expresiones (66) y (69) permiten obtener para distintos m los valores de K_{cc}:

m	3	6	9	12	18	∞
K_{cc}	0,551	0,955	0,87	0,988	0,995	1

que muestra otro motivo de interés (véase Cap. IV.3) para este tipo de conexión frente a la configuración paralelo simple o puente. Las curvas de carga están entre la C y la A de la Fig. VI.39.

capítulo 7

Proyecto térmico

Lo mismo que todo dispositivo, el diodo presenta como uno de los factores limitativos para su aprovechamiento la temperatura máxima de juntura. La probabilidad de falla de los diodos rectificadores es marcadamente dependiente de la temperatura de operación. Algunos fabricantes aseguran un incremento en la confiabilidad de hasta el 250 %, reduciendo la temperatura máxima de operación en 20 °C.

Se comprende la importancia que tiene el proyecto térmico, de modo de asegurar para el peor caso una temperatura menor a la máxima. En estado de régimen estacionario la potencia disipada por el dispositivo se trasferirá al medio. Dado que la ley de trasferencia de calor es siempre del tipo

$$P = \eta\, h\, S\, \Delta T \qquad (1)$$

resulta, fijada la sobreelevación de temperatura ΔT y la potencia disipada P, un requerimiento de superficie S de trasferencia. Esta condición se obtiene montando el diodo sobre un disipador de *rendimiento* η y un *coeficiente de trasferencia* h. Este coeficiente será para ventilación forzada

$$h = h_f + h_r \qquad (2)$$

y para ventilación natural

$$h = h_c + h_r \qquad (3)$$

donde h_c: coeficiente de trasferencia por convección natural
h_f: coeficiente de trasferencia por ventilación forzada
h_r: coeficiente de trasferencia por radiación

La ecuación (1) también se puede expresar en la forma

$$P = \frac{\Delta T}{\theta_{da}} = \frac{T_d - T_{amb}}{\theta_{da}} \tag{4}$$

donde θ_{da} es la *resistencia térmica del disipador.* Si se considera la temperatura de juntura, se obtiene

$$P = \frac{T_j - T_a}{\theta_{ja}} \tag{5}$$

donde θ_{ja} es la resistencia total juntura-ambiente. En el caso más general

$$\theta_{ja} = \theta_{jc} + \theta_{cd} + \theta_{da} \tag{6}$$

donde θ_{jc}: resistencia térmica juntura-carcaza
θ_{cd}: resistencia térmica carcaza-disipador
θ_{da}: resistencia térmica disipador-ambiente

Además de la condición (5), el disipador debe satisfacer la condición de *estabilidad térmica*. Como la potencia disipada debida a la corriente inversa de fuga depende de la temperatura,

$$P_R = P_a \, e^{c(T_j - T_a)} \tag{7}$$

es condición necesaria para asegurar estabilidad térmica que

$$\frac{d P_R}{d T_j} < \frac{dP}{d T_j} \tag{8}$$

de donde resulta la condición adicional para el disipador,

$$\theta_{da} \leqslant \frac{1}{c P_R} - \theta_{jd} \tag{9}$$

siendo P_R la potencia disipada en inversa, c el coeficiente de temperatura, comprendido entre 0,03 y 0,1° C.

Siendo pareja la temperatura máxima de juntura para todos los dispositivos, el mejor aprovechamiento resultará de una menor resistencia térmica. De otro modo, para una exigencia de corriente media dada se puede aumentar la confiabilidad por una reducción de la temperatura de juntura de trabajo.

VII.1. Selección del tipo de disipador

El valor de θ_{jc} es una característica del dispositivo y fija un límite extremo de aprovechamiento. El valor de θ_{cd} se debe minimizar guardando todas las precauciones que aseguren un mejor contacto térmico. El valor de θ_{da} deberá adaptarse para satisfacer (5). El resultado será lógico en la medida en que θ_{da} no lleve a un disipador con una exigencia exagerada. Se debe balancear esta exigencia con el costo de un diodo de menor resistencia, θ_{jc}.

Como factores de decisión en la selección del disipador habrá que tener en cuenta el costo, volumen y confiabilidad. Siempre se partirá del disipador más simple, disipador plano; cuando resulten áreas exageradas se ensayaran como solución disipadores inyectados y extrusionados con ventilación natural; finalmente, habrá que recurrir a refrigeración forzada para valores muy bajos de θ_{da}. En este caso será necesario prever algún sistema de seguridad, de modo que se bloquee el circuito ante la falla del sistema de refrigeración y, demorar la conexión del rectificador para asegurar la refrigeración. En el caso de ventilación natural habrá que prever que no pueda impedirse la circulación de aire por condiciones de montaje del gabinete.

Los disipadores planos pueden ser usados en una solución económica hasta potencias del orden de los 50 watts. Con disipadores inyectados se pueden evacuar potencias del orden de los 200 a los 300 watts. Para potencias mayores es inevitable el uso de ventilación forzada.

VII.2. Montaje del dispositivo

El montaje del diodo es la clave en la evacuación del calor producido en la juntura. El montaje dependerá del tipo de encapsulado. Básicamente se tienen tres tipos fundamentales:

1) Encapsulado con terminales axiles para montarlo anclado, Fig. VII.1.

2) Encapsulado con vástago roscado para fijarlo atornillado al disipador, Fig. VII.2

3) Encapsulado estriado para fijarlo a presión sobre el disipador, Fig. VII.3.

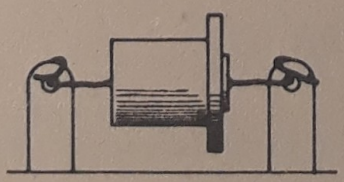


Fig. VII.1. Montaje sobre puente de terminales de diodos con terminales axiles.

El primer tipo es usual en los diodos de baja corriente. En este caso para asegurar una mínima resistencia térmica juntura-ambiente, se deben tomar las siguientes precauciones:

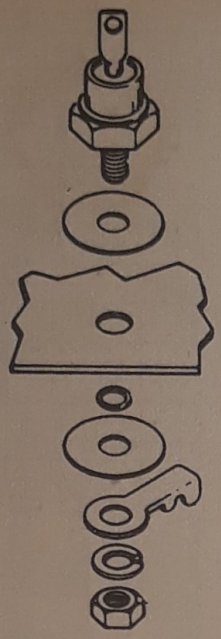


Fig. VII.2. Montaje de diodos con vástagos roscados.

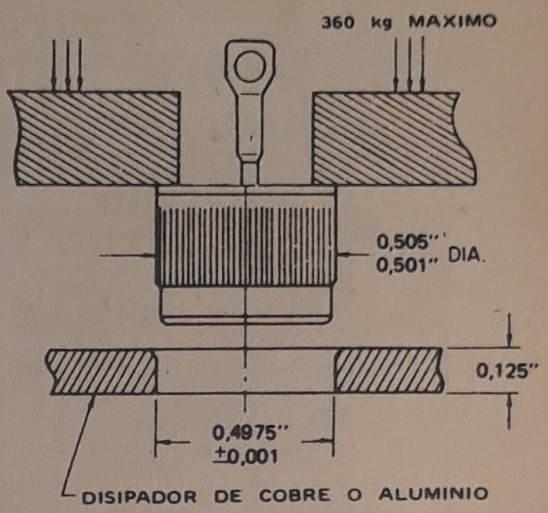


Fig. VII.3. Montaje de diodos para fijar a presión.

a) Usar terminales cortos (10 mm), compatibles con la sobreelevación de temperatura en el proceso de soldadura. Esto supone que el sistema de anclaje presenta una gran área para la trasferencia de calor, condición que se cumple en los puentes y regletas de terminales, y sobre circuitos impresos cuando las cintas de conexión presentan grandes áreas.

b) Permitir una buena aireación del diodo.

c) Alejarlo de fuentes importantes de calor.

La no observación de estas reglas puede traducirse en una duplicación de la resistencia térmica, y llevar el dispositivo a una corta vida útil.

Es muy importante en los dispositivos con montaje anclado observar la forma de montaje, cuidando que la resistencia térmica efectiva se corresponda a la curva de reducción usada. En la Fig. VII.4 se muestra cómo varía la resistencia térmica en función de distintas condiciones de montaje para un tipo comercial de diodo.

Todos los dispositivos de alta corriente deben tener un mínimo de resistencia térmica de contacto al disipador. En el montaje forzado a presión se puede conseguir una resistencia térmica de contacto de 0,8 a 1° C/watt. Puede reducirse si la carcaza del dispositivo permite la soldadura al disipador. Las dificultades de este tipo de montaje lo hacen poco preferible.

Los dispositivos atornillados permiten obtener un mínimo de resistencia térmica de contacto confiable. En este caso se debe cuidar que la superficie de asiento sea plana, sin rugosidad, y el agujero pasante del disipador para el vástago roscado del dispositivo debe ser el mínimo compatible con el juego

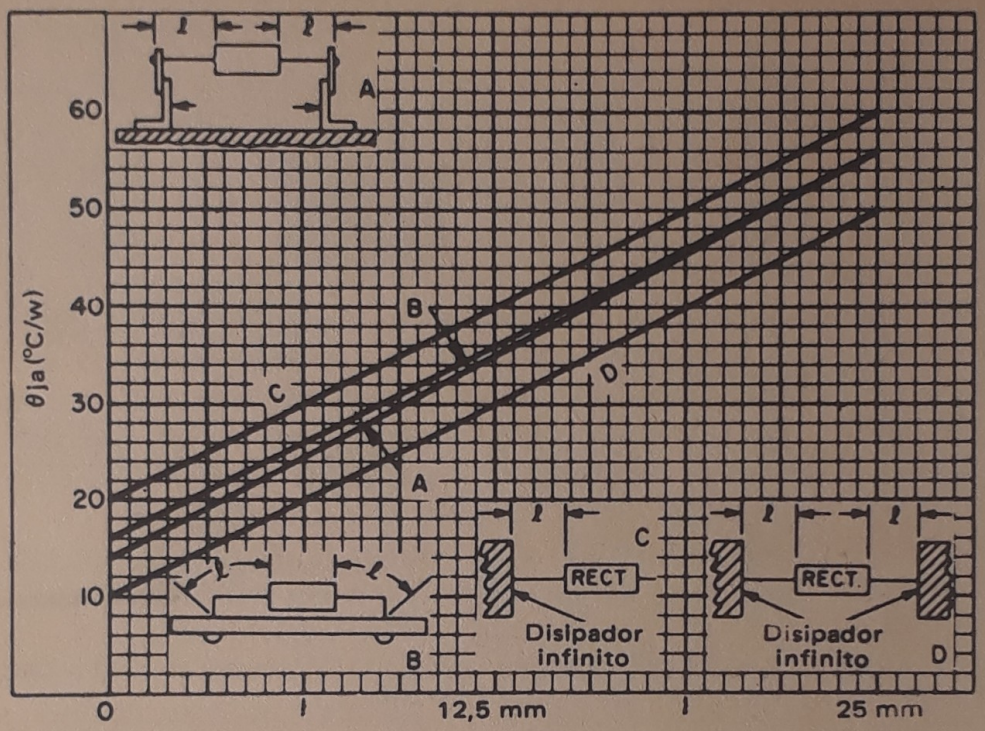


Fig. VII.4. Variación de la resistencia térmica juntura-ambiente con el tipo de montaje y la longitud de la conexión del terminal.

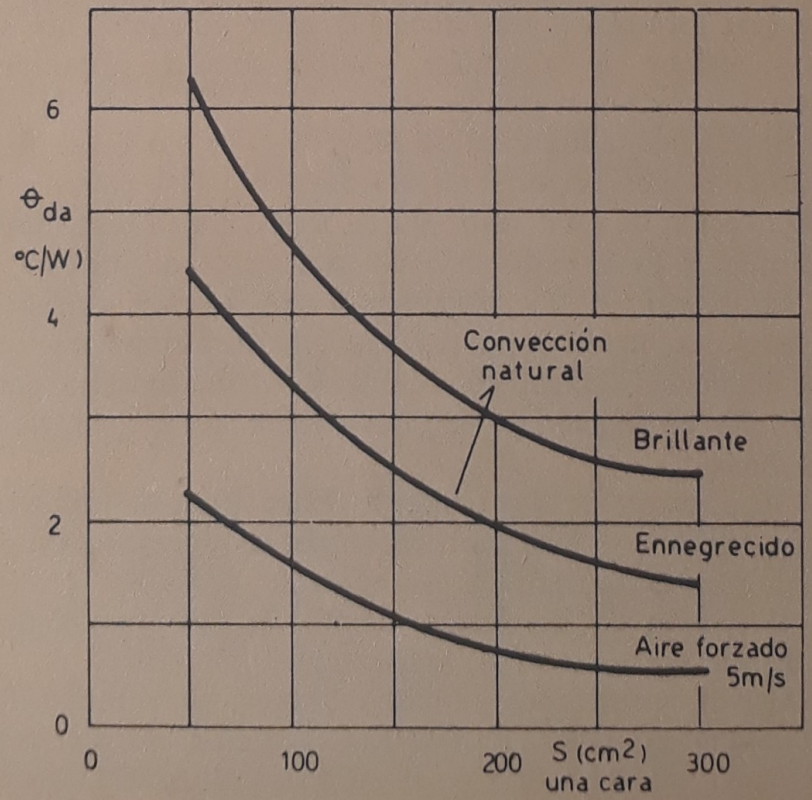


Fig. VII.5. Resistencia térmica aproximada para disipadores planos.

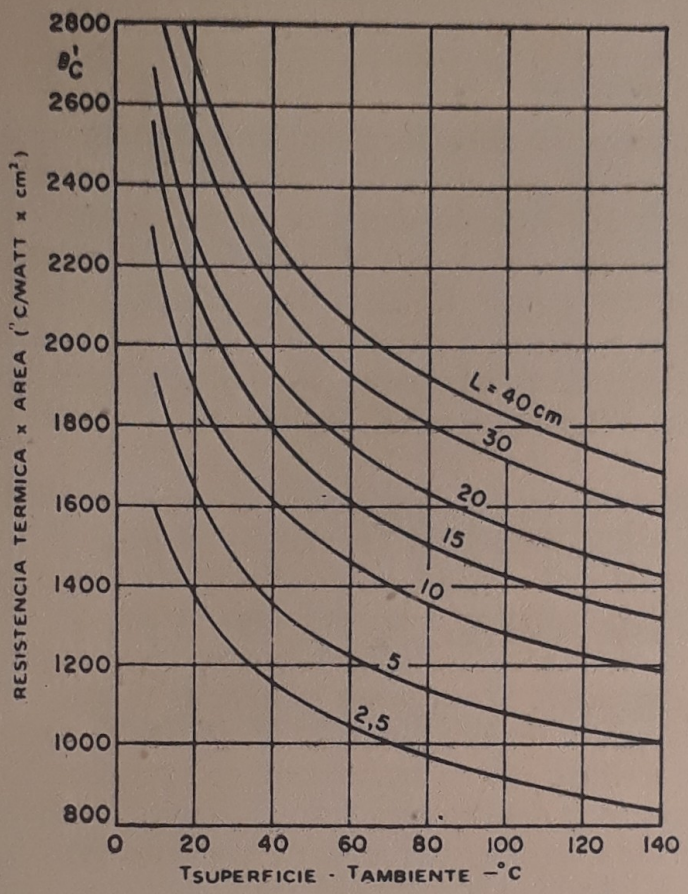


Fig. VII.6. Resistencia térmica de convección para disipadores planos.

necesario para el montaje. Conviene cuidar que la grasa siliconada no entre sobre los filetes, pues alteraría la cupla de montaje; sólo se debe disponer sobre el asiento del dispositivo. La intercalación de grasa siliconada térmica puede reducir a la mitad la resistencia térmica de contacto, evitando la formación de colchones de aire. La resistencia térmica de la grasa siliconada es 600 veces superior a la del aluminio, pero 10 veces inferior a la del aire. Respetando la cupla de montaje y el empleo de la grasa siliconada se pueden obtener resistencias de contacto del orden de 0,2°C/watt y menores, dependiendo del área de asiento del dispositivo. Las arandelas aislantes deben ser evitadas aun en los dispositivos de menor corriente, por el incremento que producen en la resistencia térmica de contacto, llevándola a valores entre 0,6 y 1° C/watt. Para facilitar el montaje en el mismo disipador, o reducir el número de éstos, es conveniente aprovechar la facilidad de seleccionar diodos con doble polaridad: la normal con cátodo a carcaza, y la invertida con ánodo a carcaza. Aquellos

dispositivos que presentan esta posibilidad, se diferencian en su denominación por una *R*.

VII.3. Cálculo del disipador

La resistencia térmica del disipador al ambiente depende de la forma de éste, su terminación superficial, el material, el espesor, y la potencia disipada (la temperatura superficial). Para un *disipador plano,* la Fig. VII.5 da un valor aproximado que sólo toma en cuenta algunos de estos factores. Un valor más exacto se obtiene con el uso de las curvas de la Fig. VII.6 y VII.7. Estas permiten obtener las resistencias térmicas de convección y radiación en forma separada; luego el paralelo de las mismas da la resistencia térmica del disipador. Las curvas de la Fig. VII.8 dan el resultado unificado, por estar en función de la potencia.

Para formas de disipador por inyección y extrusión se puede recurrir a las curvas de las Figs. VII.9, VII.10, VII.11, VII.12, VII.13 y VII.14. En el caso de no poder determinar por cálculo la resistencia térmica, por la forma del disipador, es necesario recurrir a la vía experimental. Se deben medir las temperaturas de la carcaza y del disipador montando un dispositivo en condiciones reales de disipación. Si existiesen diferencias en este último aspecto se obtendría una resistencia térmica distinta a la efectiva de funcionamiento. La temperatura debe medirse con un termómetro con punta sensora de termocupla o termistor especial, y debe corresponder al régimen estacionario.

En todos los casos conviene tener presente que la temperatura ambiente que se computa para el cálculo es la circundante al dispositivo o disipador. Por esta razón debe preverse la sobreelevación interna del gabinete frente a la temperatura ambiente real máxima.

En el cálculo del disipador se deberá tomar en cuenta la potencia disipada total (véase Cap. II), que comprende:

1) Potencia disipada en la conducción directa
2) Potencia media de avalancha, debida a los transitorios
3) Potencia disipada en la conmutación
4) Potencia media disipada en inversa debida a la corriente de fuga

La potencia disipada en inversa depende de la característica inversa del diodo y la forma de tensión inversa aplicada. Esta es distinta para cada configuración circuital, y toma una forma más o menos compleja en sistemas polifásicos. Dado que su influencia es menor bastará con tomar una aproximación. Es decir, se puede considerar la tensión inversa igual a la de cresta durante el tiempo de bloqueo del diodo y la corriente inversa igual a la máxima especifi-

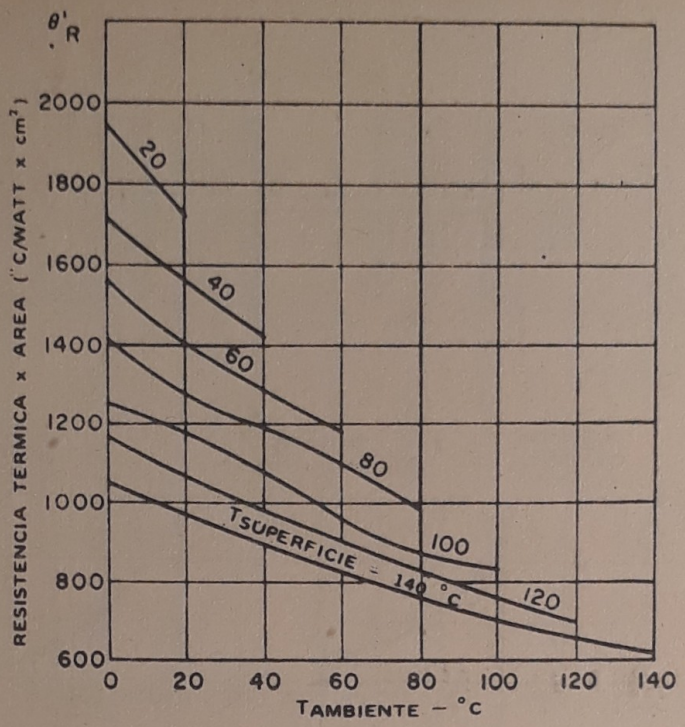


Fig. VII.7. Resistencia térmica de radiación para disipadores planos.

Disipador plano
Diámetro de asiento: 11 mm
Roscado 10-32UNF
Diámetro agujero disipador: 5,2 mm

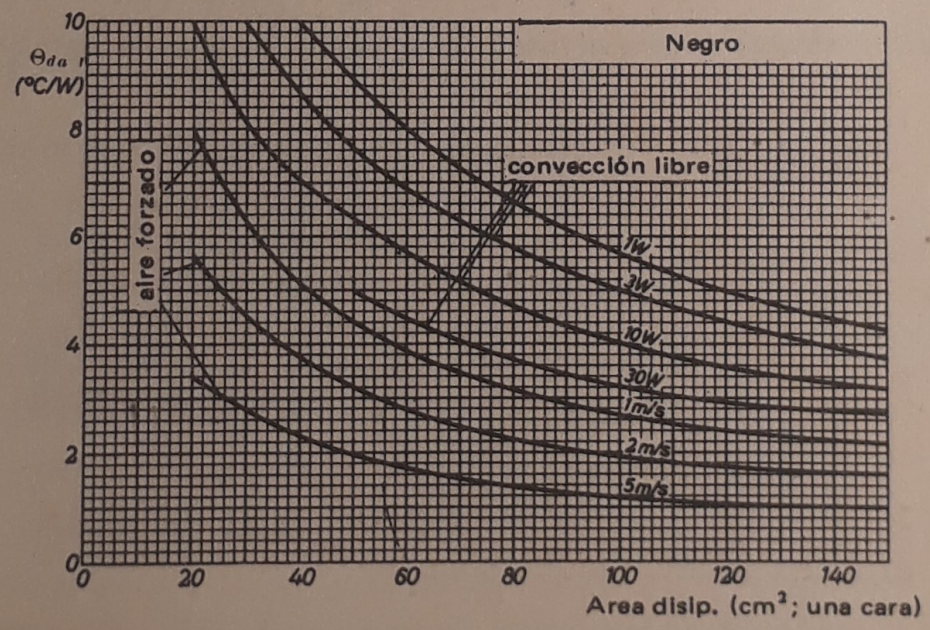


Fig. VII.8. Resistencia térmica total para disipadores planos en función de la potencia disipada.

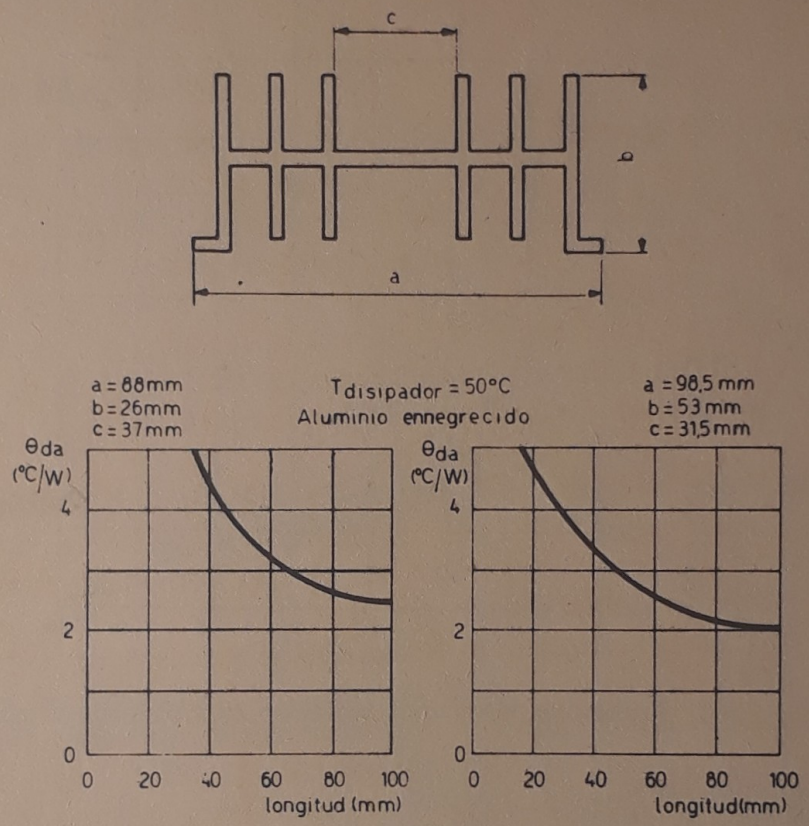


Fig. VII.9. Resistencia térmica en función de la longitud del disipador, para 3 aletas por lado.

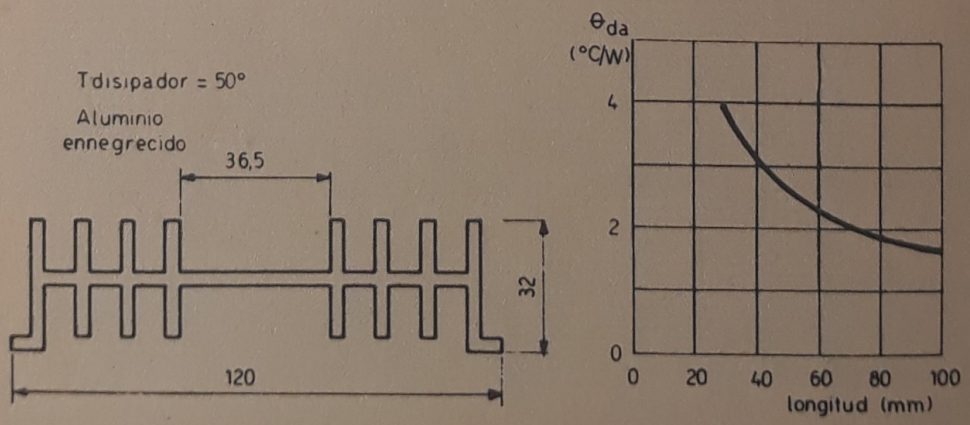


Fig. VII.10. Resistencia térmica en función de la longitud, para 4 aletas.

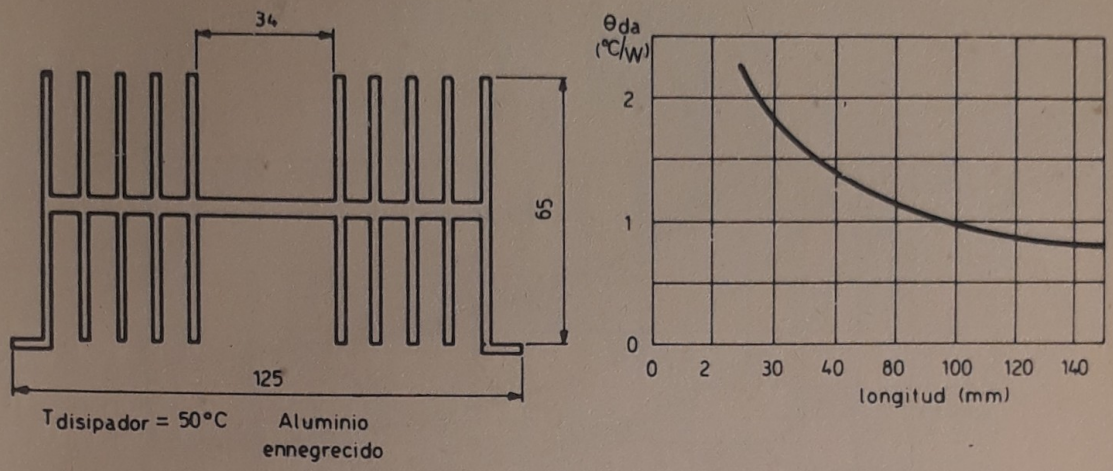


Fig. VII.11. Resistencia térmica en función de la longitud para 5 aletas.

cada correspondiente a la temperatura máxima de operación. Por *ejemplo* para un sistema trifásico puente se puede calcular

$$P_R = 2/3\, E_{pi} \cdot I_R \qquad (10)$$

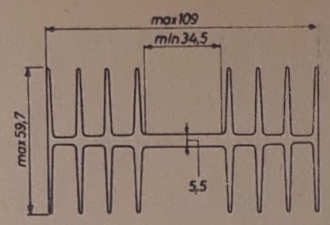
que da un valor en exceso.

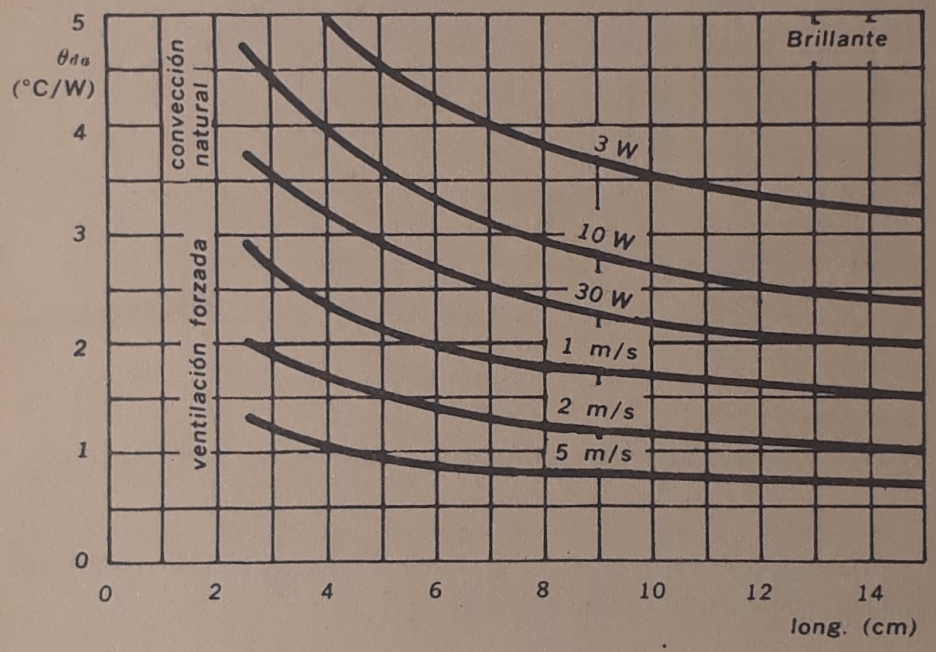
VII.4. Disipador común a varios dispositivos

Cuando se disponen sobre un mismo disipador dos o mas dispositivos se debe determinar la temperatura máxima de caja de cada uno, y la caída en la resistencia de contacto al disipador. Dado que el disipador tiene una temperatura común para todos, es evidente que será necesario considerar el menor valor de los determinados para cada dispositivo como temperatura del disipador. Luego la resistencia térmica del disipador está dada por

$$\theta_{da} = \frac{T_d - T_{amb}}{\Sigma P_d} \qquad (11)$$

Los dispositivos deberán ubicarse de modo que los focos de calor estén distribuidos en forma pareja.





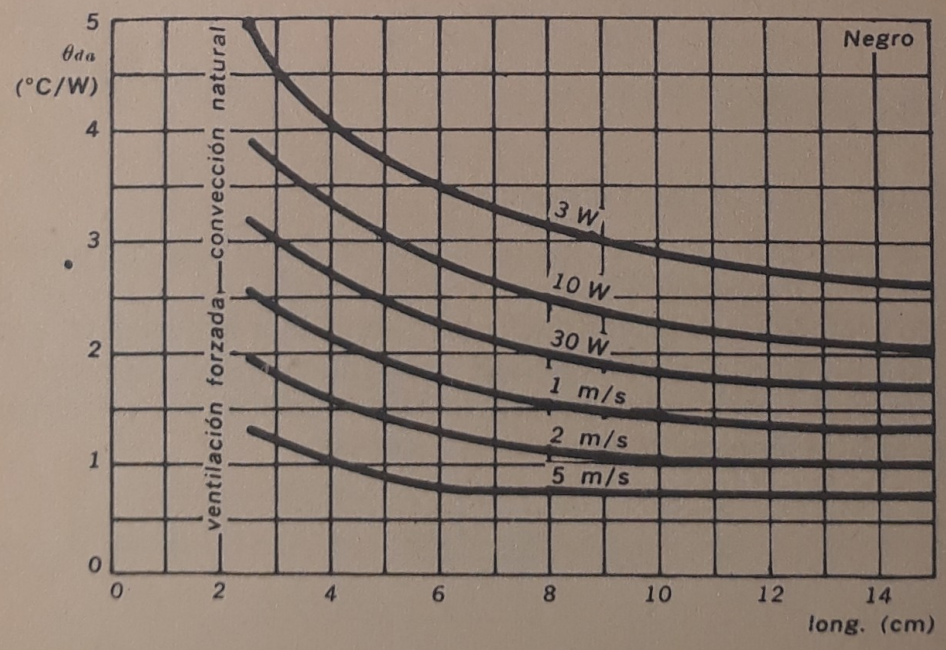
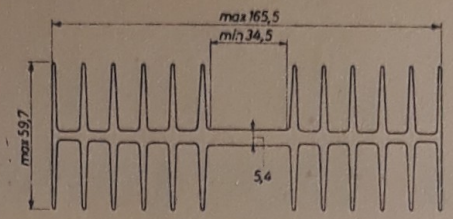
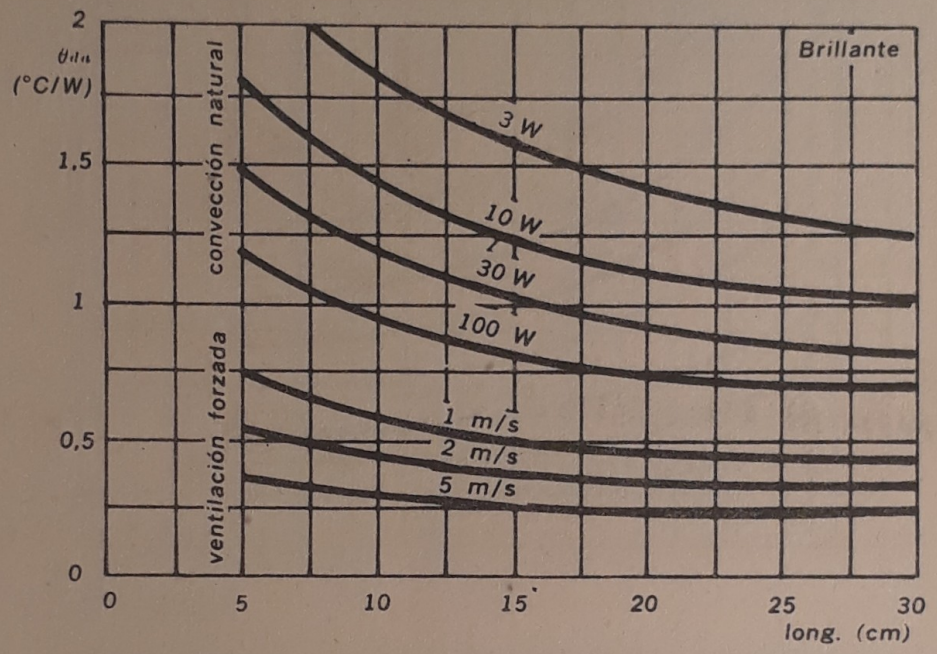


Fig. VII.12. Resistencia térmica para 4 aletas y ventilación forzada.





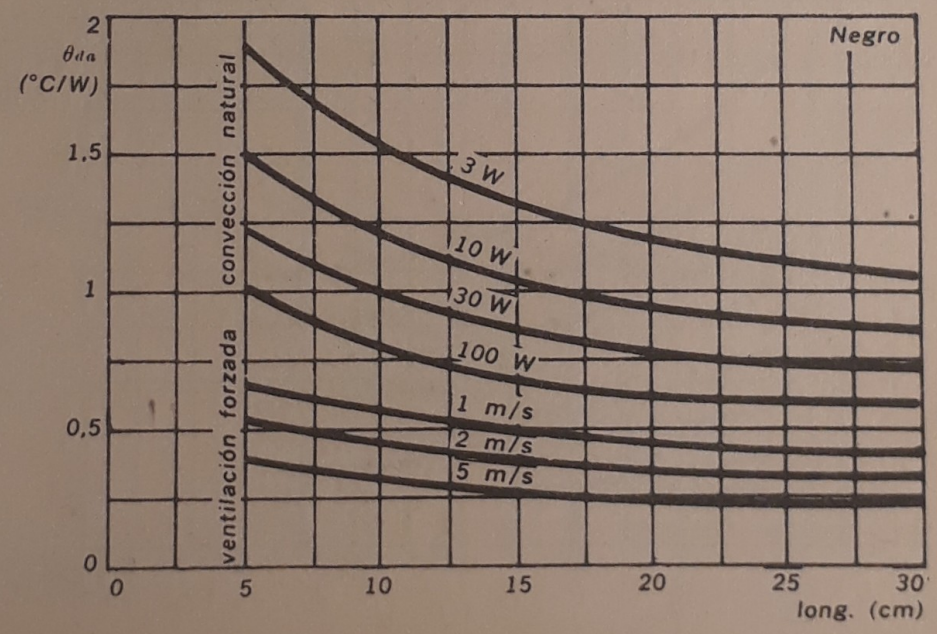
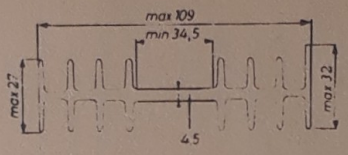
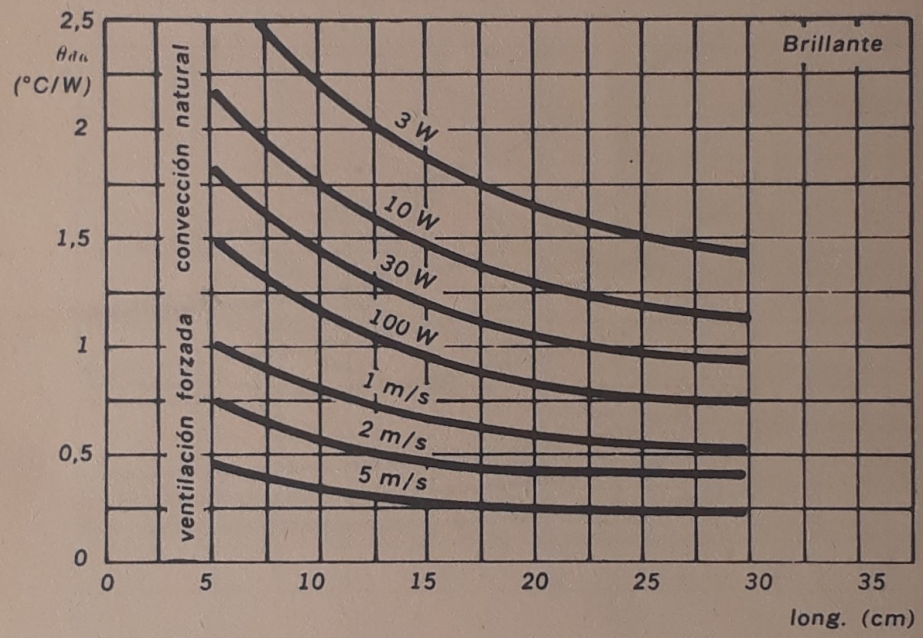


Fig. VII.13. Resistencia térmica para 4 aletas y ventilación forzada.





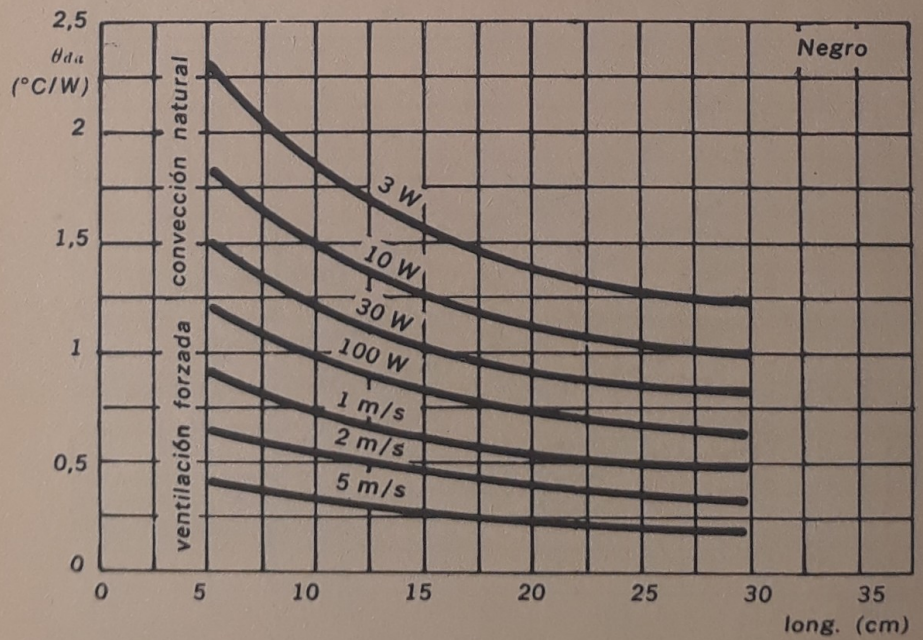


Fig. VII.14. Resistencia térmica para 4 aletas cortas y ventilación forzada.

capítulo 8

Proyecto de celdas de filtrado

VIII.1. Filtros pasivos

Cuando la exigencia de zumbido sea alta resulta conveniente disponer de varias celdas de filtrado en cascada. Estas redes pueden ser del tipo LC, Fig. VIII.1, del tipo RC, Fig. VIII.2, o filtros electrónicos.

En el proyecto de una red de filtrado debe analizarse:

1) El tipo de filtro más adecuado, y las relaciones que condicionan los valores de los componentes de una sección de la red, independientemente de la exigencia de zumbido.

2) La mejor relación de valores de cada celda, que asegure máxima atenuación de zumbido.

3) El número de celdas más adecuado (que arroje el mejor balance económico) para cumplir la exigencia de zumbido.

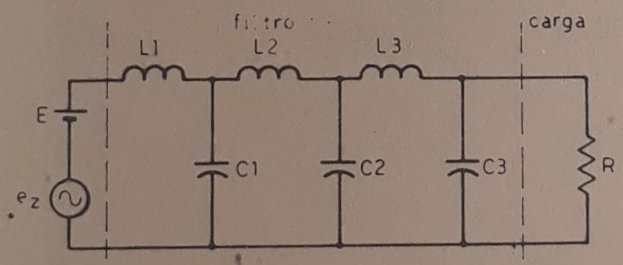


Fig. VIII.1. Esquema de filtro con celdas LC.

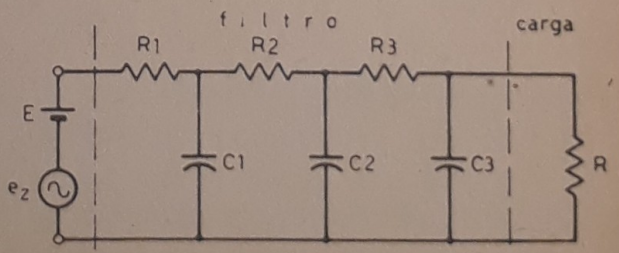


Fig. VIII.2. Esquema de filtro con celdas RC,

En el análisis del primer paso debe observarse que:

a) sean satisfechas las exigencias de regulación

b) no se tenga una caída excesiva de tensión, que puede significar un derroche de energía, disminución de la tensión de alimentación disponible y una mayor exigencia para los componentes

c) la impedancia de salida del filtro debe ser baja respecto a la impedancia de carga, o de entrada de la sección siguiente.

Las celdas L-C se preferirán cuando las condiciones a) y b) anteriormente indicadas lleven a valores exagerados de capacidad para una solución RC compatible con esas exigencias. Se trata de evitar el inductor, por ser un elemento costoso, pesado y de gran tamaño y por estar sometido a una exigencia alta debido a la circulación de corriente continua.

Cuando se formen celdas LC la condición de impedancia exige que

$$X_{Ci} < \frac{X_{L\,i+1}}{10} \tag{1}$$

a la frecuencia de zumbido, y si es el último filtro debe verificar

$$X_{C_n} < \frac{R_c}{10} \tag{2}$$

a la menor frecuencia de operación.

Además, se deben evitar los efectos de resonancia del inductor con los capacitores de filtro asociados para las frecuencias f de señal, debiendo además estar siempre por debajo de la frecuencia de zumbido. Es decir

$$L_i \geqslant \frac{C_i + C_{i-1}}{C_i + C_{i-1}} \cdot \frac{25.000}{f^2} (Hy) \tag{3}$$

para C expresado en microfarads, y f en Hz.

Para celdas RC se debe satisfacer

$$X_{Ci} \leqslant \frac{R_{i+1}}{10} \tag{4}$$

a la frecuencia de zumbido, y

$$X_n \leqslant \frac{R_c}{10} \tag{5}$$

a la menor frecuencia de operación si es el último filtro de la red.

La mejor condición de atenuación de zumbido se obtiene cuando todas las celdas son iguales. En efecto, para una celda doble LC, la atenuación de zumbido está dada por

$$A = \frac{1}{\omega^4 \; L_1 \, L_2 \, C_1 \, C_2} \tag{6}$$

válida con suficiente aproximación si a la frecuencia de zumbido

$$X_c \ll X_L \tag{7}$$

Si se adopta la condición

$$L_1 + L_2 = L = \text{Cte.} \tag{8}$$

$$C_1 + C_2 = C = \text{Cte.} \tag{9}$$

que podemos suponer que representa para la partición igualdad de costo, entonces la (6) se puede expresar

$$A = \frac{1}{\omega^4 \; L_1 \, (L - L_1) \, C_1 \, (C - C_1)} \tag{10}$$

Si se determina para (10) la condición de mínimo respecto a L_1 y C_1 por la condición de derivadas respectivas nulas, resulta

$$L_1 = \frac{L}{2} \tag{11}$$

$$C_1 = \frac{C}{2} \tag{12}$$

Esta es la condición más apropiada de proyecto, exceptuando el primer filtro de fuentes de entrada inductiva, por tener que cumplir una condición de inductancia a la que no están obligadas las demás celdas. Por otra parte, suponiendo igual construcción, su inductancia será superior a la de las demás celdas por soportar una tensión alterna elevada.

VIII.1.1. *Determinación del número de celdas*

La decisión del número de celdas es consecuencia de un balance económico, donde juegan principalmente el costo de los componentes frente a la mejor eficiencia de atenuación de zumbido, y baja impedancia de salida.

Supondremos que el costo se mantiene si la implementación se hace bajo las condiciones

$$L = \frac{L_T}{n} \tag{13}$$

$$C = \frac{C_T}{n} \tag{14}$$

donde: L: inductancia de cada celda de n secciones
C: capacidad de cada celda de n secciones
L_T y C_T: valores que corresponden a una única celda

Para una implementación con celdas RC se supondrá que se mantiene el costo si

$$R = \frac{R_T}{n} \tag{15}$$

$$C = \frac{C_T}{n} \tag{16}$$

En este supuesto se puede determinar la atenuación del conjunto implementado con n secciones. Para filtros LC, es

$$a = \frac{1}{A} = [\omega^2 LC - 1]^n = \left[\omega^2 \frac{L_T C_T}{n^2} - 1\right]^n \tag{17}$$

cuya gráfica se muestra en la Fig. VIII.3 para varios valores de n; para celdas RC es

$$a = \frac{1}{A} = [(R\omega C)^2 + 1]^{\frac{n}{2}} = \left[\left(\frac{\omega R_T C_T}{n^2}\right)^2 + 1\right]^{\frac{n}{2}} \tag{18}$$

cuya gráfica se muestra en la Fig. VIII.4 para varios valores de n.

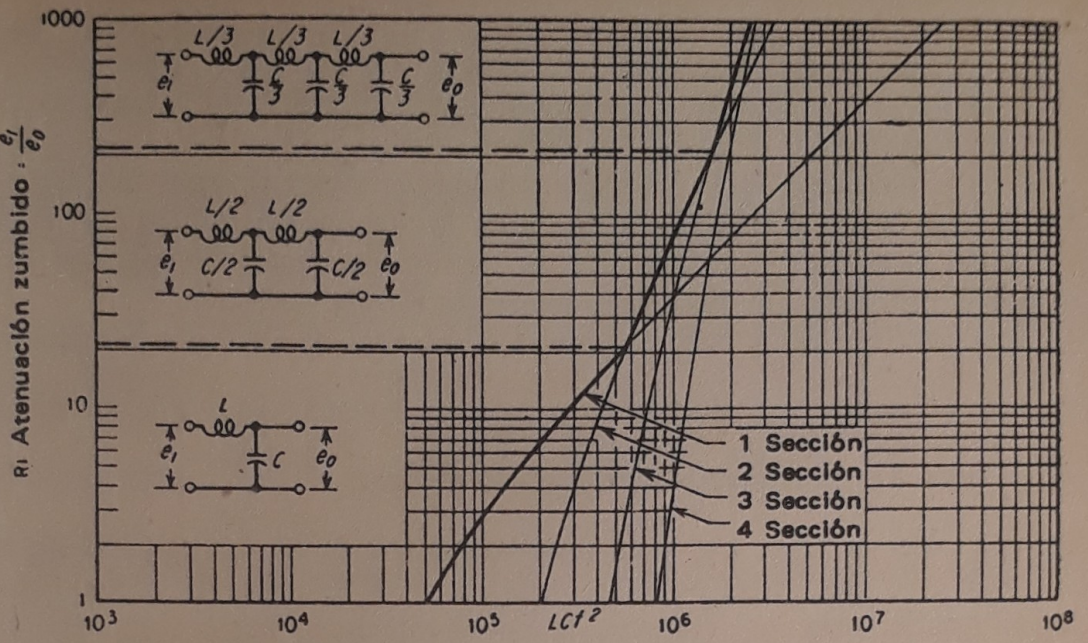


Fig. VIII.3. Determinación del número de celdas y valor óptimo de LCf^2 en función de la atenuación requerida.

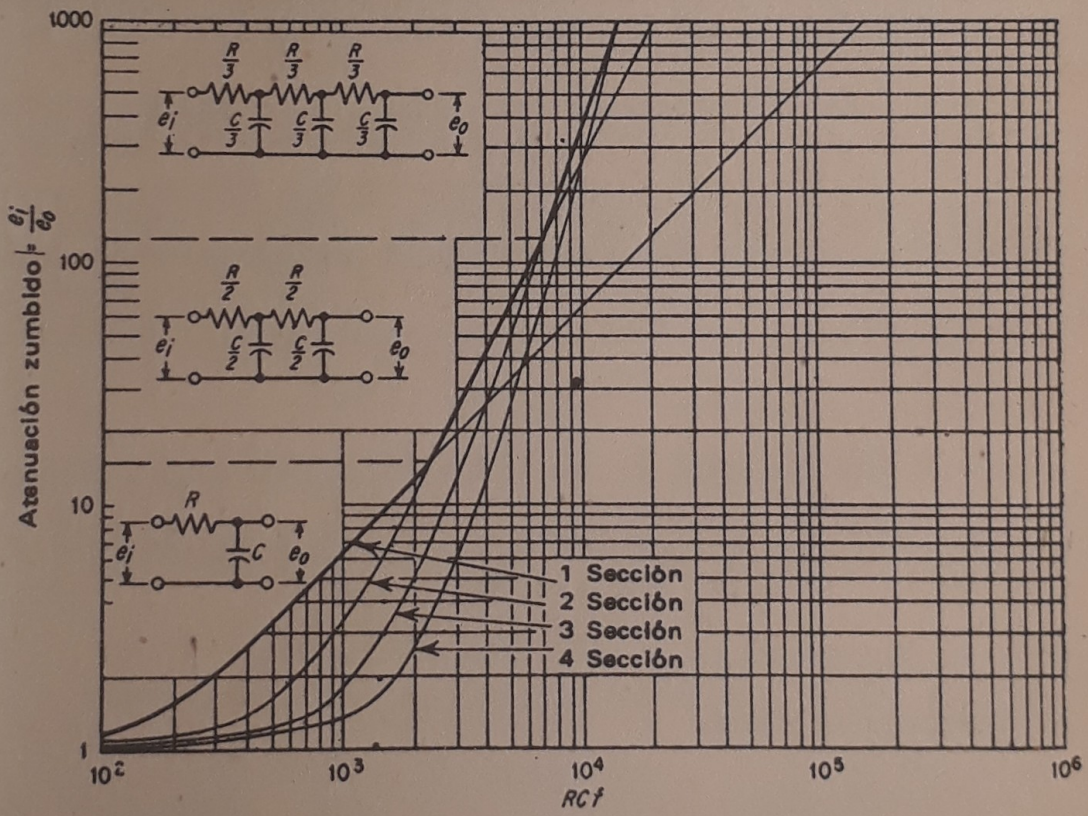


Fig. VIII.4. Determinación del número de celdas y valor óptimo de RCf en función de la atenuación de zumbido.

La observación de estos gráficos muestra la mejor condición (bajo el supuesto realizado) para determinar el número de secciones. El número de celdas más adecuado será el que arroje el menor producto LCf^2 o RCf, pues bajo el supuesto hecho representa el menor costo.

Con las condiciones (1), (2), (3), (4) y (5), según el tipo de filtro, se puede definir C; del producto exigido para la atenuación resulta L o R. De otro modo, impuesto L o la caída de tensión máxima, el capacitor debe satisfacer el producto que resulta de la atenuación de zumbido.

El supuesto realizado para encontrar el número de celdas más adecuado sólo es aproximado. Un inductor de valor $L = \frac{L_T}{2}$ cuesta más de la mitad que otro de valor L_T. Igualmente un capacitor de valor $C = \frac{C_T}{2}$ cuesta más de la mitad que otro de valor C_T, y en muchos casos la diferencia es poco significativa. Por otro lado, si la potencia disipada en R es reducida, coincidiendo la especificación para los resistores de ambas soluciones por la disponibilidad discreta de valores, la partición de la resistencia puede significar un aumento de costo proporcional.

Se concluye fácilmente que para algunos casos es necesario que el producto RCf se duplique para que se justifique pasar de una sola sección a dos secciones.

Supongamos una implementación con celdas LC. La solución con una sección exige un producto $L_1 C_1 f^2$ y la correspondiente a dos secciones un producto $L_2 C_2 f^2$. Los costos correspondientes son K_{L1}, K_{C1}, K_{L2}, K_{C2} de L_1, C_1, $\frac{L_2}{2}$, $\frac{C_2}{2}$; entonces, para que se justifique la adopción de dos celdas, debe ser

$$2\,(K_{L2} + K_{C2}) < K_{L1} + K_{C1} \qquad (19)$$

Igualmente para una celda del tipo RC se obtiene una condición equivalente,

$$2\,(K_2 + K_{C2}) < K_{R1} + K_{C1} \qquad (20)$$

VIII.1.2. *Ejemplo de aplicación*

Son conocidos los valores

$a = 30$
$E = 24$ volts
$I = 0{,}1$ A
$\Delta E \leq 2$ volts
$f_z = 100$ Hz
$f_{señal} = 20$ Hz
$R_{carga} = 100\,\Omega$
$T_{amb\ máx.} = 60°$ C

Por el bajo consumo y la caída tolerada se adopta un filtro RC como tentativa. De la curva de la Fig. VIII.4 se obtiene como mejor condición un filtro de dos celdas; luego, resulta más satisfactorio un filtro de tres celdas, y finalmente menos adecuada una sola celda. Por la relación de costos ya analizado, el balance debe establecerse entre las soluciones con una celda o dos celdas. Para una sola celda se debe verificar

$$R_1 \; C_1 \; f = 4{,}8$$

y para dos celdas

$$R_2 \; C_2 \; f = 3{,}2$$

Los valores de R están impuestos en

$$R_1 = \frac{\Delta E}{(1 + t)\, I} = 18 \;\; \Omega$$

para una celda, y

$$R_2 = \frac{1}{2} \;\; \frac{\Delta E}{(1 + t)\, I} = 9{,}1 \;\; \Omega$$

para dos celdas. En ambos casos se adopta una potencia disipada para la selección de las resistencias de 0,5 watt, considerando un coeficiente de reducción de 3 y el valor en exceso. En este caso particular el costo de la resistencia puede despreciarse, y el salto a dos celdas se justificará si

$$\frac{K_{C2}}{K_{C1}} < \frac{1}{2}$$

Si se calculan para ambos casos los capacitores de cada sección, se obtiene

$$C_1 = \frac{4{,}8 \times (1 + C_t)}{R \;\; (1 - t_R)\,(1 - t_c)100} = 4.000 \; \mu F$$

$$\frac{C_2}{2} = 1.350 \; \mu F$$

suponiendo una corrección de temperatura $C_t = 1{,}08$.

Se adoptan

$$C_1 = 5.000\ \mu F \times 25\ V, -20\ \%, +30\ \%$$

$$\frac{C_2}{2} = 2.000\ \mu F \times 25\ V, -20\ \%, +30\ \%$$

De la lista de precios se obtiene

$$\frac{K_{C2}}{K_{C1}} = 0{,}44 < \frac{1}{2}$$

Conviene por lo tanto adoptar dos celdas. Se debe verificar la impedancia de salida a la menor frecuencia de señal,

$$Z_s = \frac{1}{\omega C} = \frac{10^6 \times 1{,}08}{2\pi \times 20 \times 2.000 \times 0{,}8} = 5{,}46\ \Omega \ll R_L = 100\ \Omega$$

y a la frecuencia de zumbido

$$\frac{1}{2\ \omega_r\ C} = 1{,}07\ \Omega \ll R = 10\ \Omega$$

que resulta satisfactoria.

VIII.2. Filtros activos

Cuando haya exigencias de regulación o caída máxima y no se quiera hacer una implementación con inductores por su costo, volumen y peso, se puede optar por filtros electrónicos. Existen dos tipos fundamentales, según provean o no regulación. Los filtros reguladores son fuentes estabilizadas electrónicamente. Los filtros no reguladores se aplican básicamente cuando el consumo es constante. En este tipo de filtro se trata de aprovechar configuraciones que provean un aumento de capacidad y resistencia de filtro, con valores físicos relativamente bajos, asociando éstos a dispositivos activos. Las Fig. VIII.5 y VIII.6 muestran dos tipos básicos de filtros activos.

Es fácil ver que en el primer caso, Fig. VIII.5, por efecto seguidor del transistor, la atenuación de zumbido será

$$a_e \simeq R_b\ \omega\ C \qquad (21)$$

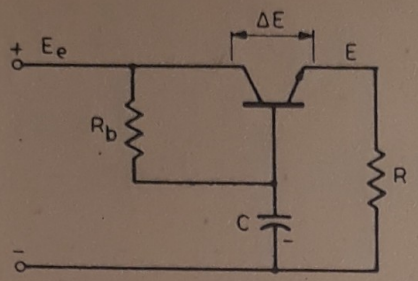


Fig. VIII.5. Filtro activo simple; salida por emisor.

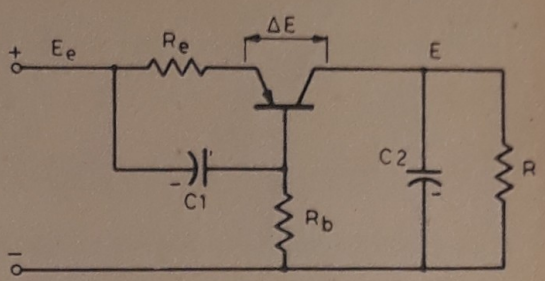


Fig. VIII.6. Filtro activo simple; salida por colector.

suponiendo

$$R_b \gg \frac{1}{\omega C} \ll \beta R \tag{22}$$

Aceptando una caída de tensión continua ΔE tal que

$$\Delta E - e_{be} > e_{ze\ \text{cresta}} \tag{23}$$

donde $e_{ze\ \text{cresta}}$ es la tensión de cresta de zumbido a la entrada, será

$$R_b = \frac{\Delta E - e_{be}}{I_b} = \beta \left(\frac{\Delta E}{I_c} - \frac{e_{be}}{I_c} \right) \tag{24}$$

Para igual caída y capacidad, con un filtro convencional se tendría una atenuación

$$a = \frac{\Delta E}{I_c} \quad \omega C \tag{25}$$

de modo que la relación es

$$\frac{a_e}{a} = \frac{\beta}{1 - \dfrac{e_{be}}{\Delta E}} \tag{26}$$

y si

$$e_{be} \ll \Delta E \tag{27}$$

resulta

$$\frac{a_e}{a} = \beta \tag{28}$$

Para el esquema de la Fig. 6 se tiene

$$e_{zRe} = e_{ze} \cdot \frac{1}{\omega\ R_b\ C_1} \tag{29}$$

si

$$R_b \gg \frac{1}{\omega\ C_1} \tag{30}$$

$$h_{21}\ R_e \gg h_{11} \tag{31}$$

$$h_{21}\ R_e \gg \frac{1}{\omega\ C_1} \tag{32}$$

En estos supuestos por el transistor circulará una corriente de zumbido

$$i_{cz} = \frac{e_{ze}}{R_b\ \omega\ C_1} \cdot \frac{1}{R_e} \tag{33}$$

que provocará sobre C_2 una tensión de zumbido

$$e_{zs} = \frac{i_{cz}}{\omega\ C_2} \tag{34}$$

atendiendo a que siempre se verificará

$$\frac{1}{\omega C_2} \ll R_c \tag{35}$$

para poder satisfacer la condición de impedancia de salida. De este modo

$$a_e = R_b \cdot \omega^2\ C_1\ C_2\ R_e \tag{36}$$

Si la caída en el transistor y resistor R_e es

$$\Delta E = \frac{E}{n} \tag{37}$$

que prácticamente podemos suponer soportada por R_e, entonces

$$R_e \simeq \frac{\Delta E}{I_c} \tag{38}$$

$$R_b \simeq \frac{E - \Delta E}{I_b} = \beta\,(n-1)\,R_e \tag{39}$$

de modo que

$$a_e = \beta\,(n-1)\,.\,\omega^2\,.\,R_e^{\,2}\,.\,C_1\,C_2 \tag{40}$$

La atenuación que se tendría suponiendo celdas con capacidades C_1 y C_2 e igual tensión de salida en las mejores condiciones será

$$a = \frac{\omega^2\ R_e^{\,2}\ C_1\ C_2}{4} \tag{41}$$

de modo que la eficiencia del filtro electrónico es

$$\frac{a_e}{a} = 4\ \beta\,(n-1) \tag{42}$$

Fácilmente se ve que con $n = 5$ y $\beta = 100$ se obtiene una eficiencia superior a 1.000.

De los dos esquemas es preferible el segundo; en efecto, aun cuando tiene más limitaciones de proyecto asegura una mejor eficiencia sin los problemas de vulnerabilidad que tiene la etapa de la Fig. VIII.5, por sobrecargas accidentales.

VIII.3. Proyecto del inductor de filtro

Los inductores usados como filtros en fuentes de alimentación están sujetos a la circulación de corriente continua. La expresión de la inductancia de un in-

ductor con núcleo de hierro y circulación de corriente continua superpuesta es

$$L = \frac{1{,}25 \cdot N^2 \; S_h \times 10^{-8}}{l_a + \frac{l_h}{\mu_\Delta}} \qquad (43)$$

donde L: en Hy
N: número de espiras
μ_Δ: permeabilidad incremental
l_h: longitud del circuito magnético del hierro en cm
l_a: longitud del entrehierro en cm
S_h: sección del núcleo en cm^2
aclarando la Fig. VIII.7 el significado de estos valores.

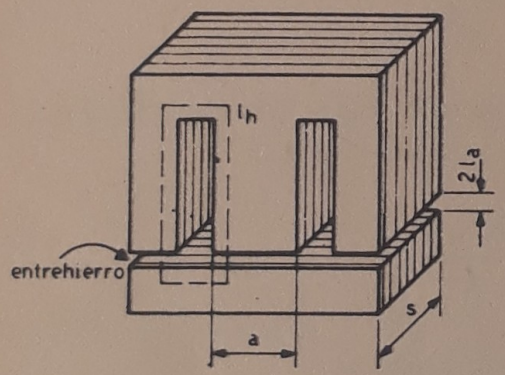


Fig. VIII.7. Características del circuito magnético de un inductor con núcleo de hierro.

La permeabilidad incremental depende del tipo de material, el campo magnético continuo, y el valor de la inducción alterna ΔB, siendo

$$H_h = \frac{0{,}4\,\pi\,NI}{l_h} - H_a \frac{l_a}{l_h} \simeq \frac{0{,}4\,\pi\,N\,I}{l_h} - B_h \frac{l_a}{l_h} \qquad (44)$$

$$\Delta B = \frac{E_{a\ ef}\ .\ 10^8}{4{,}44\ .\ S_h\ .\ N\ .\ f} \qquad (45)$$

donde I: corriente continua circulante en A
H_h: campo magnético en oersted
$E_{a\ ef}$: tensión alterna eficaz en volts
f: frecuencia de la señal alterna

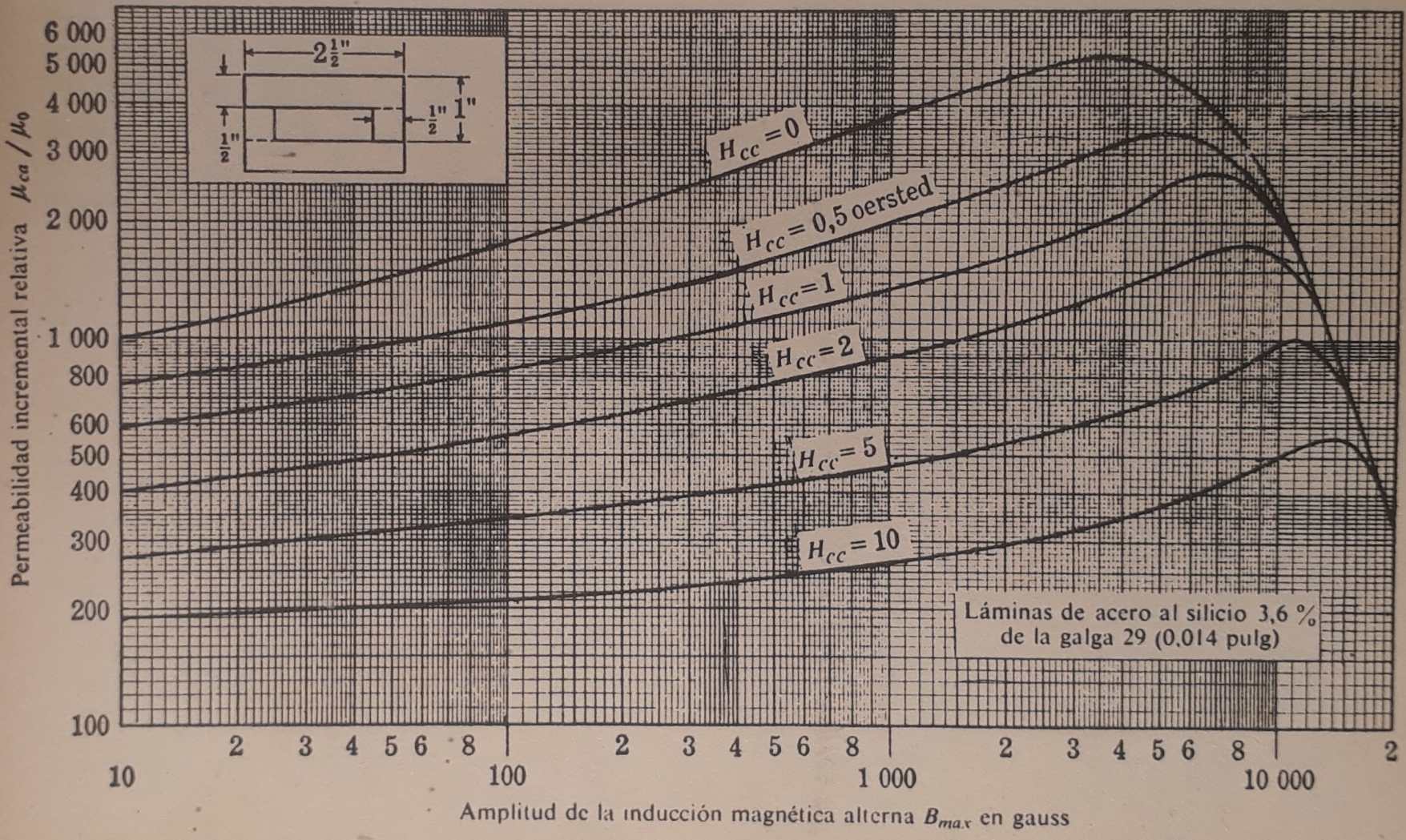


Fig. VIII.8. Permeabilidad incremental en función de la inducción alterna y campo continuo *Hh* para chapa de hierro, con 3,6 % de contenido de silicio.

Los fabricantes de chapa para laminación suministran la dependencia de μ_Δ a través de curvas del tipo indicado en la Fig. VIII.8, que corresponde a chapa de hierro silicio de 3,6 % de contenido de silicio, y 0,35 mm de espesor.

La expresión (44), combinada con la Fig. VIII.8, muestra que un incremento de corriente continua, a igualdad de otros factores, produce una reducción de permeabilidad, y por lo tanto de inductancia.

Si se desea un inductor lineal, es decir, independiente de la corriente continua, se debe hacer

$$l_a \gg \frac{l_h}{\mu_\Delta} \tag{46}$$

Cuando no se verifica la (46) se obtiene un reactor variable, condición a veces deseable. Por este medio pueden obtenerse variaciones amplias de inductancia en la relación de 1 a 5 para variaciones de corriente de 1 a 10. La linealidad se obtiene a expensas de un inductor caro, pues la condición (46) implica una reducción de inductancia. En aquellas aplicaciones donde la corriente continua es constante, el proyecto debe hacerse buscando la máxima permeabilidad efectiva,

$$\mu_e = \frac{1}{\frac{l_a}{l_h} + \frac{1}{\mu_\Delta}} \tag{47}$$

El procedimiento de cálculo es sumamente engorroso, pues obliga a cálculos reiterativos. Se debe seleccionar una laminación, determinar el número de espiras N para la ventana en base a la resistencia admitida o la sobreelevación de temperatura. Con el número de espiras, la curva de magnetización del hierro, Fig. VIII.9, y la corriente continua circulante I se puede determinar H_h para un dado l_a. De las curvas de la Fig. 8 se obtiene el μ_Δ, siendo conocidos $E_a\ ef$, N, f y S_h. Aplicando la expresión (43) se puede calcular la inductancia.

Repitiendo el cálculo anterior para otro valor de l_a se obtendrá otro valor de H_h, μ_Δ, y por (43) de L. Viendo la tendencia se puede continuar el procedimiento hasta determinar el máximo; éste será el valor óptimo de inductancia y entrehierro.

El proceso de cálculo se simplifica utilizando los resultados de varios investigadores, que son aplicables para algunas de las siguientes condiciones:

1) Corriente de carga constante y tensión de alterna despreciable ($\Delta B \sim 0$), que corresponden a todos los inductores de filtro, exceptuado el primero en fuentes de entrada inductiva.

2) Corriente de carga constante y tensión alterna importante

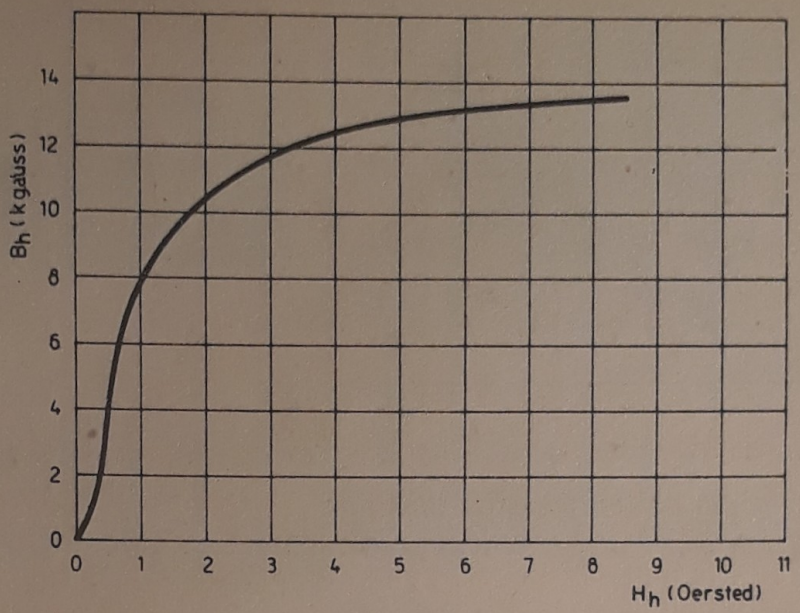


Fig. VIII.9. Curva de magnetización de hierro silicio, con 3,6 de contenido de silicio.

($\Delta B > 100$ gauss), que corresponden al primer inductor de filtro en fuentes de entrada inductiva.

3) Corriente de carga variable y tensión alterna despreciable.
4) Corriente de carga variable y tensión de alterna importante.

VIII.3.1. *Curvas de Hanna*

Hanna determinó que fijada una relación l_a/l_h, en función de $\frac{NI}{l_h}$, se obtienen curvas que presentan un máximo de $\frac{L I^2}{V_h}$, Fig. VIII.10. La envolvente de estas curvas corresponde a la máxima inductancia que es posible obtener por unidad de volumen de hierro para una corriente continua circulante I determinada, con cualquier valor de fuerza magnetizante de continua $\frac{NI}{l_h}$. La Fig. VIII.11 da la curva de Hanna para laminación estándar de hierro silicio.

Con las curvas de Hanna el procedimiento de cálculo es relativamente sencillo una vez determinada la laminación posible. La selección de la laminación depende de:

1) Valor de la inductancia.
2) Exigencias de regulación o caída máxima.

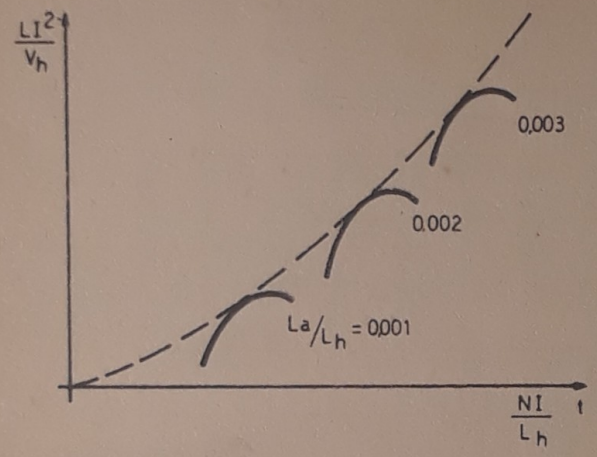


Fig. VIII.10. Variación de LI^2/V_n *en función de* NI/Lh, manteniendo el entrehierro constante.

3) Sobreelevación de temperatura máxima.
En la condición $\Delta B \simeq 0$, las únicas pérdidas son las debidas al cobre,

$$P_d = R\ I^2_{ef} \tag{48}$$

donde

$$I_{ef} = I \tag{49}$$

Por ser nulas las pérdidas en el hierro resulta adecuado seleccionar laminaciones *EI*, que tienen un exceso de hierro, y es conveniente además que el apilado sea igual o superior al ancho de la rama central. Es decir, para el mismo valor de V_h (que asegura igual L) se obtendrá un bajo valor de l_h. Por consiguiente es menor el requerimiento de espiras, menor la potencia de pérdidas en el cobre, y menor la resistencia de bobinado.

La chapa de hierro silicio estándar de 3 a 4 % de contenido de silicio es la más usual, salvo que priven factores de volumen y peso que favorezcan chapas de mayor μ_Δ y menores pérdidas, a expensas de un mayor costo. Las ventajas de laminación especiales se ven disminuidas si l_a es grande y $\Delta B \simeq 0$.

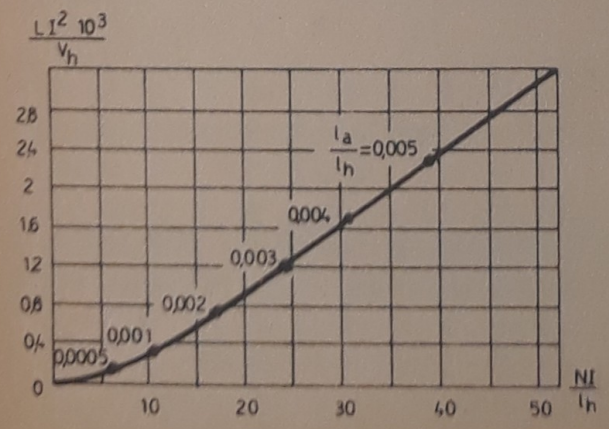


Fig. VIII.11. Curva de Hanna para chapa estándar.

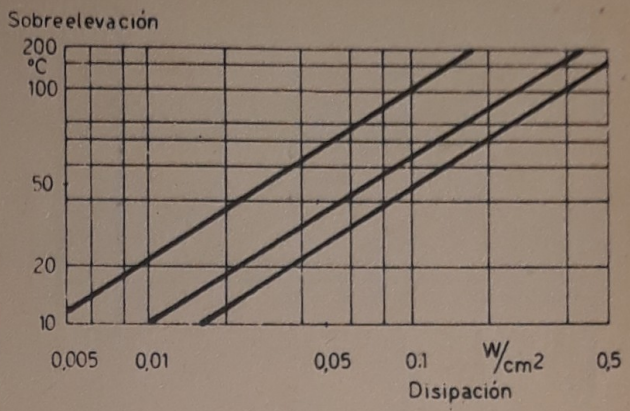


Fig. VIII.12. Sobreelevación de temperatura de trasformadores, según resultado de varios investigadores. Es conveniente situarse entre las dos curvas más pesimistas para el cálculo.

Seleccionada una laminación y el apilado se puede determinar la máxima resistencia de bobinado en función de la sobreelevación de temperatura y de la corriente continua circulante. Las características geométricas del inductor determinan el área de disipación,

$$A = 11 \,.\, a \,.\, s + 7{,}71\, s^2 \qquad (50)$$

para laminaciones *EI*, donde a es el ancho de la rama central y s es el apilado.

La potencia disipable por unidad de superficie resulta de imponer la sobreelevación. La Fig. 12 da el resultado de los cálculos de tres investigadores, siendo conveniente tomar un valor intermedio entre los más pesimistas. Fijando la sobreelevación en 60° C, resulta, según lo indicado

$$\frac{P_d}{A} = 0{,}05 \ \frac{\text{watt}}{\text{cm}^2} \qquad (51)$$

y de este modo

$$P_d = A \times 0{,}05 = R\, I^2 \qquad (52)$$

La sobreelevación de 60° C corresponde a una temperatura ambiente máxima de 40° C y el uso de aislaciones comunes. Para otras sobreelevaciones de temperatura se puede determinar el valor de P_d/A de la Fig. VIII.12.

Seleccionada una laminación, considerando un factor de aprovechamiento de ventana f_v, es

$$N\, S_{cu} = fv \cdot \frac{3}{4} a^2 \qquad (53)$$

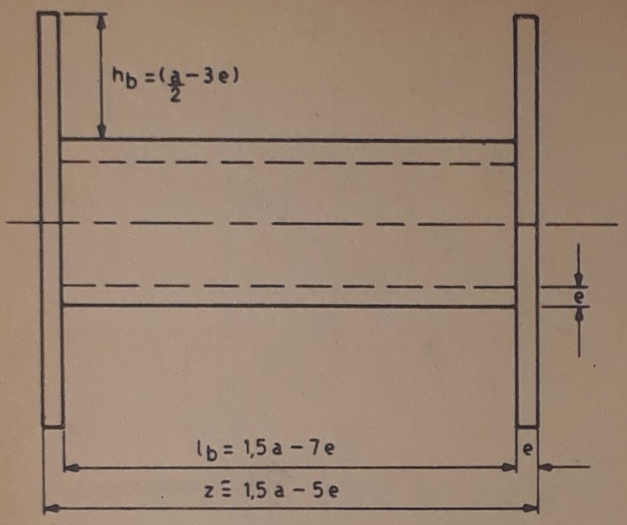


Fig. VIII.13. Dimensiones del carrete en base a las medidas de la ventana.

Por otro lado

$$R = \frac{\rho}{S_{cu}} \, l_m \, . \, N \qquad (54)$$

que podemos expresar para sección cuadrada

$$R = \frac{\rho \, . \, 5{,}57 \, a}{S_{cu}} \, . \, N \qquad (55)$$

despreciando el espesor del carrete, Fig. VIII.13. Combinando estas expresiones, se obtiene

$$R = 59 \times 10^{-6} \, \frac{N^2}{a} \qquad (56)$$

y también

$$N = 130 \sqrt{Ra} \qquad (57)$$

para $f_u = 0{,}3$ y máxima temperatura, como factores de aproximación.

La expresión (52) permite obtener, para una sección cuadrada y una corriente de continua I dadas, el máximo valor de resistencia para 60° C de sobreelevación de temperatura,

$$R_M = \frac{0{,}05}{I^2} \cdot 18{,}7\, a^2 \simeq \frac{S_h}{I^2} \qquad (58)$$

Combinando (57) y (58) se obtiene el máximo número de espiras

$$N_{máx} = \frac{125}{I}\, a^{3/2} \qquad (59)$$

y el máximo de fuerza magnetizante,

$$\left(\frac{N\,I}{l_h}\right)_{máx} = 20{,}8\,\sqrt{a} \qquad (60)$$

es decir

$$\left(\frac{NI}{l_h}\right)_{máx} = 21{,}2\ \sqrt[4]{S_h} \qquad (61)$$

En consecuencia, fijada una laminación, la expresión (61) da el máximo producto NI/l_h. Con las curvas de Hanna se determina el correspondiente LI^2/V_h, que será también el máximo posible en las condiciones supuestas. Siendo conocida la laminación lo es V_h, de modo que en definitiva es posible obtener para esa laminación y apilado (es decir, S_h) una condición

$$L\,I^2 = \text{Cte.} \qquad (62)$$

La expresión (61) combinada con la curva de Hanna permite obtener el máximo valor de LI^2 en función de la sección de núcleo para laminaciones *EI*, correspondiente a 60° C de sobreelevación de temperatura. La Fig. VIII.14 presenta este resultado.

Si fuese dato la resistencia del inductor R, impuesta una laminación, la (57) fija el máximo número de espiras N, debiendo verificarse siempre que

$$I\,(\text{A}) \leqslant \frac{0{,}97}{\sqrt{R\,(\Omega)}} \times a\,(\text{cm}) \qquad (63)$$

para que

$$\Delta T \leqslant 60°\,\text{C} \qquad (64)$$

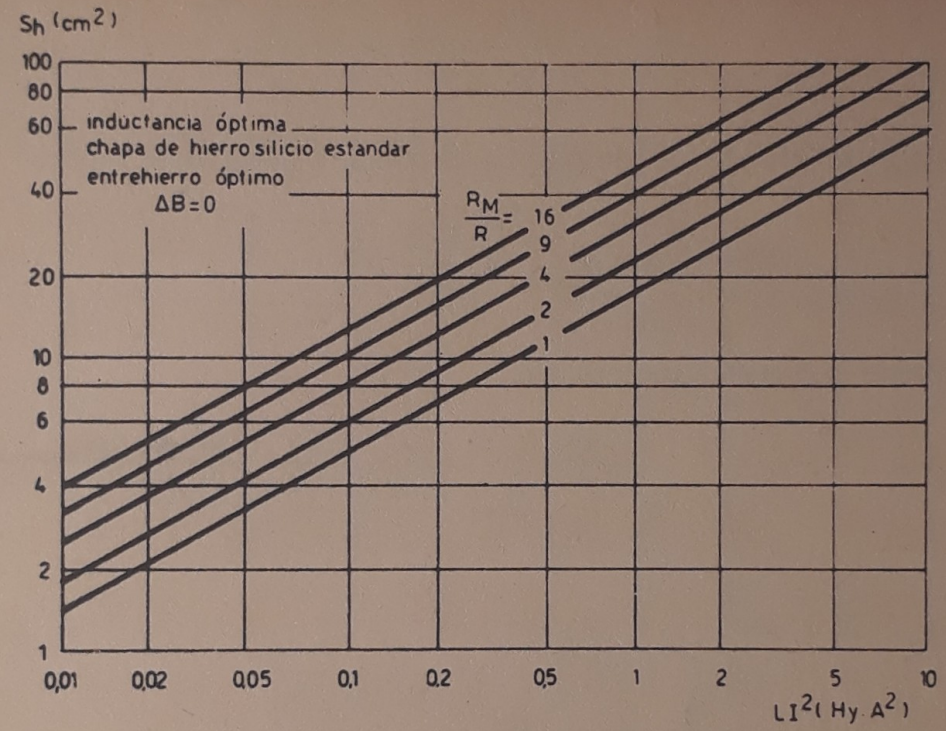


Fig. VIII.14. Sección de hierro en base al producto LI^2 para chapa de hierro silicio estándar, entrehierro optimo, y $\Delta B = 0$.

En este caso N dependerá de R y de la laminación, siendo el producto

$$\frac{N\,I}{l_h} = 21{,}6\sqrt{\frac{R}{a}}\,.I = \left(\frac{NI}{l_h}\right)_{máx}\sqrt{\frac{R}{R_M}} \qquad (65)$$

variable con la relación R_M/R debiendo ser ésta, por (63), siempre superior a 1. Impuesta una laminación y sección resulta conocido R_M/R, y haciendo la relación R_M/R se puede determinar con (65) y las curvas de Hanna el producto máximo de LI^2. Este resultado está trasladado a la Fig. 14 para varios valores de R_M/R

La curva de la Fig. VIII.14 resulta útil en el proyecto. Con el valor de LI^2 calculado en base a los datos, y la curva de $R_M/R = 1$ se determina la sección de hierro. Suponiendo sección cuadrada se fija el ancho de la rama central. Con las curvas de Hanna se puede determinar l_a/l_h y el número de espiras N. Se debe hacer una verificación de ventana, por la aproximación del factor de ventana adoptado.

Cuando existan requerimientos de regulación o caída de tensión habrá una resistencia máxima aceptable de bobinado. El procedimiento en este caso no

es tan directo. Es necesario determinar la relación entre R_M y R. Entrando con la condición $\frac{R_M}{R} = 1$ en la gráfica de la Fig. VIII.14 se obtiene S_h. Por (58) se puede determinar R_M. Haciendo la relación R_M/R se entra nuevamente en la Fig. VIII.14 con el producto $L\,I^2$ y se determina la sección de hierro requerida. Como para la nueva sección de hierro el valor de R_M es distinto al determinado anteriormente, es necesario hacer un proceso iterativo y la verificación posterior con las curvas de Hanna.

VIII.3.2. *Ejemplo de aplicación*

Son datos, $E_{a\ ef} = 0{,}2\ V_{ef}$ $\qquad$ $I = 2\text{A}$

$f = 100\ Hz$ $\qquad$ $L = 20\ m\ \text{Hy}$

$R \leqslant 0{,}6\ \Omega$ $\qquad$ $T_{amb} = 60°\,\text{C}$

1) Se calcula el requerimiento de sección de núcleo en base al producto

$$L\ I^2 = 20 \cdot 4 \cdot 10^{-3} = 0{,}08\ Hy \cdot A^2$$

Del gráfico de la Fig. 14, con $R_M/R = 1$ resulta $S_h = 4{,}3\ \text{cm}^2$. Con este valor se deduce

$$\frac{R_M}{R} = \frac{4{,}3}{4 \times 0{,}6} = 1{,}8$$

Con el valor de $R_M/R = 1{,}8$ se determina para $LI^2 = 0{,}08$ del gráfico de la Fig. VIII.14 $S_h = 5{,}4\ \text{cm}^2$. Se calcula el nuevo valor de $R_M/R = 2{,}25$ y se determina una mejor aproximación para $S_h = 5{,}8\ \text{cm}^2$.

2) Selección de la laminación en base al ancho de la rama central.

$$a = \sqrt{1{,}1 \times 5{,}8} = 2{,}54\ \text{cm}$$

Se adopta la laminación próxima en defecto, laminación 77, cuyas características son:

$a = 2{,}2\ \text{cm}$ $\qquad$ $l_h = 13{,}6\ \text{cm}$

$S_h = 5{,}8\ \text{cm}^2$ $\qquad$ $V_h = 79\ \text{cm}^3$

$s = 2{,}9\ \text{cm}$

3) Cálculo del número de espiras. Con las curvas de Hanna y el producto

$$\frac{LI^2}{V_h} = \frac{80}{79} \cdot 10^{-3} = 1{,}01 \cdot 10^{-3}$$

se determina $\frac{NI}{l_h} = 20{,}5$ y $l_a/l_h = 2{,}6 \cdot 10^{-3}$. El número de espiras requerido es

$$N = \frac{20{,}5 \times 13{,}6}{2} = 140$$

4) Se calcula la inducción de alterna para verificar la aplicabilidad de las curvas de Hanna,

$$\Delta B = \frac{0{,}2 \times 10^8}{4{,}44 \times 100 \times 140 \times 5{,}8} = 55 \text{ gauss}$$

que se puede considerar bajo la condición $\Delta B \simeq 0$.

5) Selección del alambre. En base al número de espiras y la sección de ventana disponible, es

$$S_{cu} = \frac{0{,}225\, a^2}{N} = \frac{0{,}225 \cdot 2{,}2^2 \cdot 10^2}{140} = 0{,}78 \text{ mm}^2$$

Se adopta alambre aislado de doble capa sintética con $\phi_a = 1{,}04$ mm, que corresponde a un diamétro desnudo $\phi = 0{,}95$ mm, y las siguientes características

$$S_{cu} = 0{,}709 \text{ mm}^2$$

$$r = 0{,}025\ \Omega/\text{m}$$

6) Verificación de la resistencia. A partir de la longitud de la espira media

$$l_{me} = 2\,(2{,}2 + 2{,}9 + 0{,}3) + 3{,}14 \cdot 0{,}95 = 13{,}8 \text{ cm}$$

se calcula

$$R = 140 \cdot 0{,}025 \cdot 0{,}138 = 0{,}484\ \Omega$$

a 20°C. Como la potencia disipada es aproximadamente

$$P_d = 0{,}6\ \Omega \times 4\ A^2 = 2{,}4\ \text{watt}$$

resulta

$$\frac{P_d}{A} \simeq \frac{2{,}4}{11\,as + 7{,}7/s^2} = 1{,}75 \times 10^{-2}\ \frac{W}{cm^2}$$

Obteniéndose de la Fig. 12 la sobreelevación de temperatura $\tilde{\Delta}T = 23°\,C$. La resistencia a la temperatura de operación es

$$R_b = 0{,}484 \cdot \frac{234{,}5 + 83}{234{,}5 + 20} = 0{,}6\ \Omega$$

7) Verificación de la ventana. Se adopta un carrete de 0,5 mm de espesor, resultando las medidas límites para la bobina,

$$h_b = \frac{22}{2} - 1{,}5 = 9{,}5\ \text{mm}$$

$$l_b = 1{,}5 \times 22 - 3{,}5 = 29{,}5\ \text{cm}$$

de las que se obtiene:

$$\text{número de espiras por capa} = \frac{29{,}5}{1{,}04} = 28$$

$$\text{número de capas} = \frac{140}{27} = 5$$

Se adopta aislante entre capas de 0,2 mm por rigidez mecánica, y dos espiras para la terminación final. La altura de bobinado es:

$$\text{altura del bobinado} = 5 \cdot 1{,}04 + 7 \cdot 0{,}2 + 0{,}15\,(5 \cdot 1{,}04 + 7 \cdot 0{,}2) =$$
$$= 7{,}6\ \text{mm} < 9{,}5\ \text{mm}$$

La diferencia de ventana no es significativa, quedando absorbida si se suprimen las tapas del carrete.

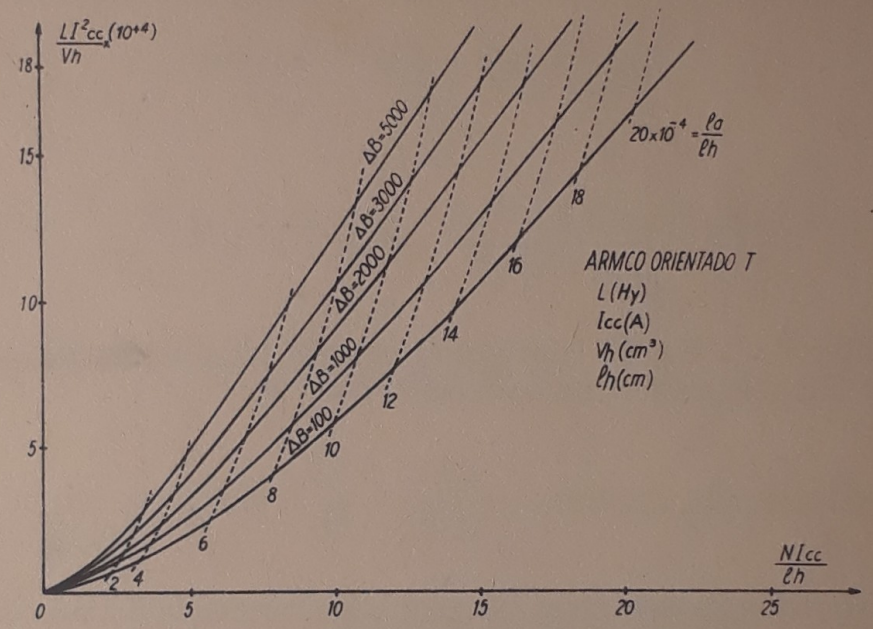


Fig. VIII.15. Curvas de Hanna completas.

VIII.3.3. *Curvas M constante*

El proyecto se complica cuando $\Delta B \neq 0$. Se debe operar en este caso con las curvas de Hanna completas, que tienen ΔB como parámetro, Fig. VIII.15, o las curvas debidas a McLoughlin con M como parámetro, Fig. VIII.16.

Cuando $\Delta B \neq 0$ se debe verificar que

$$B_o + \Delta B = B_m < B_s \qquad (66)$$

donde B_s es la inducción de saturación. De no cumplirse, se tendrá una gran variación de μ_Δ en el ciclo de la señal, que se traduce en una alinealidad de L en el ciclo. Impuesto un valor de B_O, ΔB variará en su entorno con la forma de la tensión alterna, con una amplitud dada por (45). De la curva de magnetización se pueden obtener los valores extremos $\frac{N I_m}{l_h}$ y $\frac{N I_M}{l_n}$, que muestran una gran diferencia en las amplitudes de cresta si ΔB es alto y B_o próximo a la saturación. Esto se traduce en una forma de onda de corriente, como indica la Fig. VIII.17, que invalida los cálculos que suponen forma senoidal. La tensión a la salida se ve también alterada como está indicado en dicha figura. En el caso extremo de proyectar con $L = L_c$, la no verificación de (66) se traducirá en un notable incremento de la corriente de cresta y modificación de la tensión a la salida. Por ejemplo, si fuese $B_o = 12$ kgauss, $H_h = 3{,}3$ oersted, $\Delta B = 3$ kgauss, $l_a/l_h = 3 \cdot 10^{-3}$, entonces la

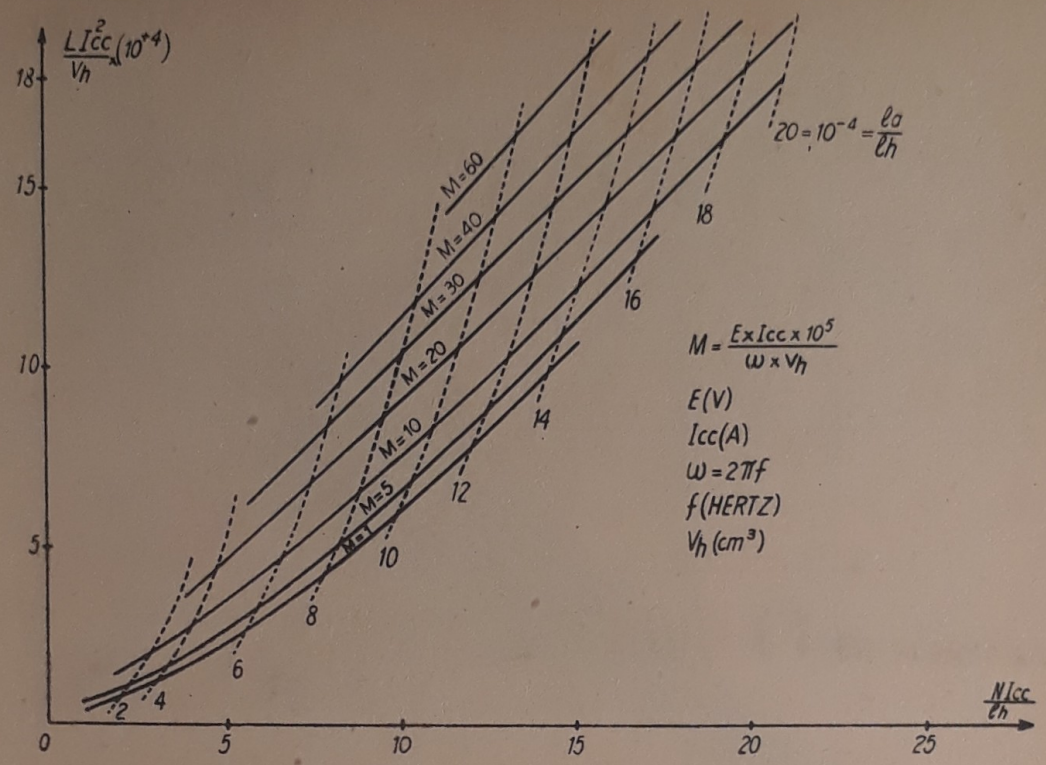


Fig. VIII.16. Curvas de M constante.

corriente de cresta sería aproximadamente 2,5 veces la corriente media, Fig. VIII.9. Si fuese $\Delta B = 5$ kgauss, la corriente de cresta estaría próxima a $5I$. Se ve que fácilmente se puede superar la corriente de cresta de régimen del diodo, por lo que la verificación de (66) se hace imprescindible en el proyecto.

El procedimiento de proyecto obliga a los pasos siguientes para las curvas de M eonstante, Fig. VIII.18:

1) Seleccionar una laminación de tentativa en base al requerimiento de LI^2, Fig. VIII.14, deduciendo el valor de S_h para la condición $\Delta B \simeq 0$ y el R_M/R que corresponda.

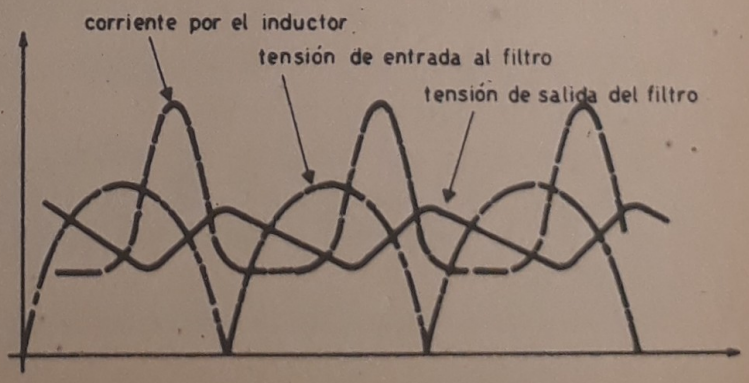


Fig. VIII.17. Forma de onda de corriente y tensión cuando la inductancia tiene un comportamiento alineal en el ciclo de la señal.

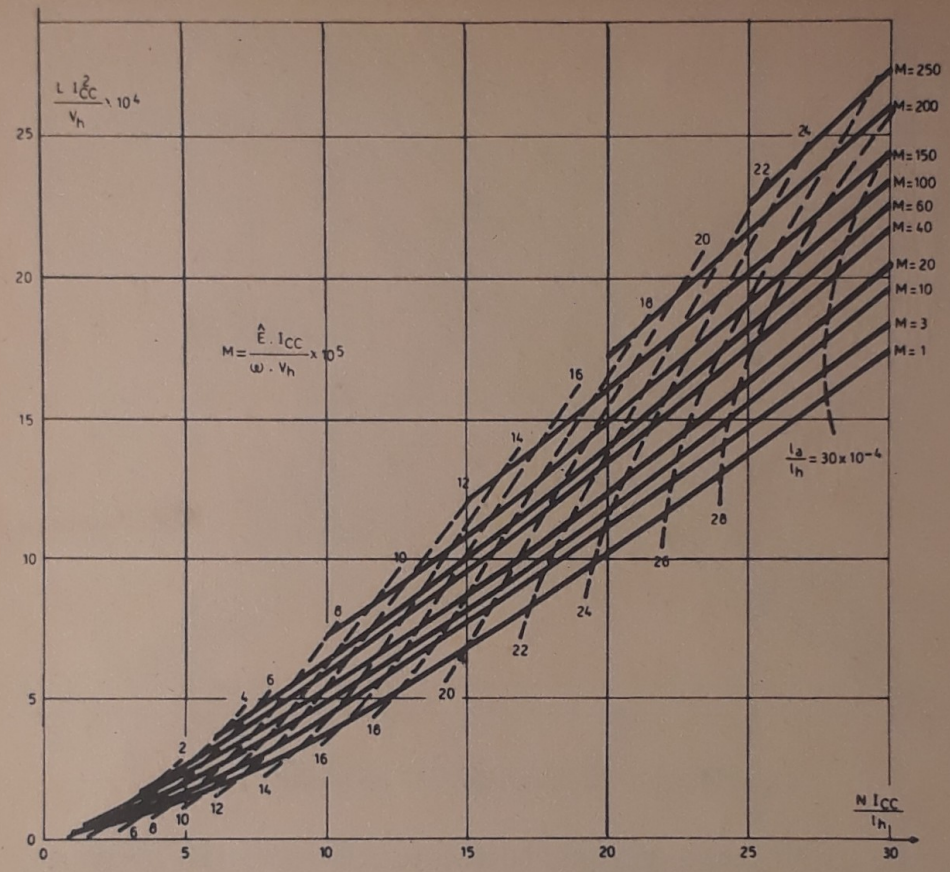


Fig. VIII.18. Curvas de M constante para laminación de hierro silicio estándar.

2) Se halla de las curvas de M constante $\frac{NI}{l_h}$ y $\frac{l_a}{l_h}$ con los valores

$$\frac{L\,\hat{I}^2}{V_h} \quad \text{y} \quad M = \frac{E \,.\, I}{\omega\, V_h} \cdot 10^5 \qquad (67)$$

3) Con el valor de $\frac{NI}{l_h}$ se determina el requerimiento de espiras N

4) Se calcula B_o con la curva de magnetización del hierro, y ΔB con (45) verificando el cumplimiento de (66).

5) Se selecciona por llenado de ventana el alambre, corrigiendose la resistencia por la sobreelevación de temperatura. Cuando no éxista un requerimiento de resistencia se deberá verificar que la densidad de corriente no sea excesiva.

6) Se verifica la altura de la ventana, considerando las aislaciones y el factor de hinchado del bobinado.

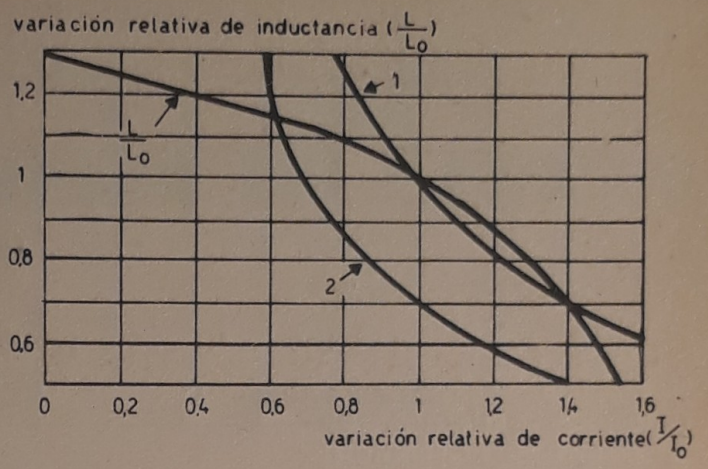


Fig. VIII.19. Variación típica de la inductancia con la corriente continua (L/L_O), referida a una corriente de optimización $I/I_O = 1$. Sobre la misma curva se superpone el requerimiento L_C/L_O, inductancia crítica para cualquier carga referida al valor correspondiente a I_O, curva 1. Si se proyecta para un valor de L superior al crítico, en la corriente I_O, se amplía la variación de corriente dentro de la cual se verifica la inductancia crítica, curva 2.

7) Se verifica la sobreelevación de temperatura considerando las pérdidas en el cobre y en el hierro. Estas deben calcularse a la frecuencia e inducción de alterna que corresponda.

VIII.3.4. *Corriente de optimización para régimen de carga variable*

Si la corriente continua varía, la inductancia lo hará en correspondencia. Las curvas de Hanna o M constante se pueden aplicar de modo de optimizar la inductancia a una corriente dada. Como estas curvas no son aplicables para otra corriente distinta a la de optimización que fija la laminación, el entrehierro, la sección de núcleo y el número de espiras, se debe en consecuencia, recurrir obligadamente a las curvas de las Figs. VIII.8 y VIII.9. El procedimiento es directo y de verificación en este caso. De no satisfacerse se deberá sobredimensionar para la corriente de optimización.

Si se trata del inductor de la primera celda de filtrado en una fuente de entrada inductiva parecería conveniente optimizar el proyecto para la corriente mínima, verificando luego para cualquier otra posible corriente de carga. Típicamente, la variación de inductancia con la corriente es la indicada en la Fig. VIII.19 para una corriente de optimización I_o. Debiendo ser, por otra parte,

$$L > \frac{R}{A} = \frac{E}{A} \cdot \frac{1}{I} \qquad (68)$$

entonces, si I_o es la corriente mínima de carga, se ve que la corriente máxima de carga resulta impuesta, Fig. 19. Cuando la relación I_M/I_m sea elevada, para satisfacer (68) es necesario proyectar para una corriente

Tabla VIII.1

Cruzado de chapas	*Entrehierro equivalente (mm)*
1:1	0,012
4:4	0,025
8:8	0,05
16:16	0,1
Juntura o tope	0,125

intermedia de optimización. Crowhurst determinó los valores de optimización de L e I de modo que la inductancia se mantenga siempre superior a la crítica, impuestos los valores de corriente de carga extremos. Los valores de optimización están dados por

$$I_o = I_M^{0,35} \cdot I_m^{0,65} \tag{69}$$

$$L_o = L_M^{0,65} \cdot L_m^{0,35} \tag{70}$$

siendo posibles relaciones de corriente superiores a 10.

La sección del alambre del bobinado deberá elegirse teniendo en cuenta la corriente máxima; además, la variación de la resistencia por variaciones de temperatura deberán considerarse en el cálculo de la regulación.

Para los inductores de celdas siguientes a la primera en fuentes de entrada inductiva, resulta más adecuado optimizar para corriente máxima, pues la única condición a cumplir es la de zumbido.

Todas las formas de armado, impregnación, protección, salidas de terminales, y montajes usuales en trasformadores pueden seguirse para los inductores, atendiendo a sus propias especificaciones. El ajuste del entrehierro deberá efectuarse experimentalmente, tomando como referencia los valores dados en la Tabla VI.1. Cuando los entrehierros sean importantes se deberán intercalar aislantes de suficiente rigidez. Si la corriente continua o la tensión alterna fueran excesivos para un ajuste con instrumental, deberá recurrirse a un montaje real. Si se ajustara el entrehierro para una inducción menor a la de operación, ello significará un desaprovechamiento del inductor en el circuito de trabajo.

capítulo 9

Sistemas de fuentes

IX.1. Selección del sistema

La mayoría de los sistemas electrónicos están formados normalmente por una gran variedad de circuitos con exigencias de tensiones de alimentación y consumos variados. Existen diversas formas de satisfacer este requerimiento:

1) Una fuente de alimentación individual para cada tensión requerida
2) Una fuente de tensión única con salidas múltiples.
3) Una combinación de ambos métodos.

La selección entre los modos posibles depende fundamentalmente de las tensiones requeridas, la potencia, la regulación, la impedancia de fuente y la impedancia común entre etapas.

La posibilidad de disponer de una única fuente rectificadora se ve facilitada si las diversas tensiones requeridas tienen consumo constante o con muy poca variación. Si el consumo fuese fuertemente variable puede ser

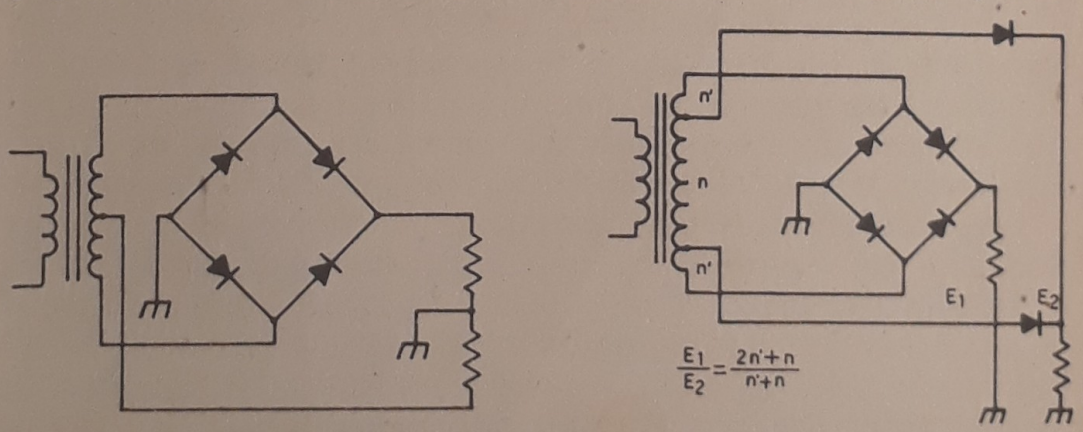


Fig. IX.1. Este esquema permite obtener dos fuentes con un mismo trasformador, con una relación 1 a 2 de tensión; b) permite obtener dos fuentes de continua con una relación arbitraria, utilizando el mismo trasformador.

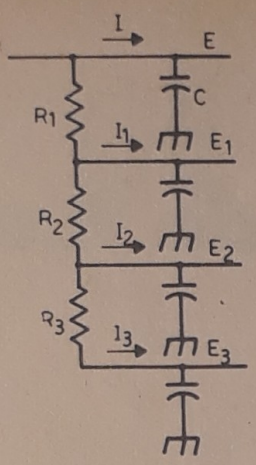


Fig. IX.2. Salida de tensión múltiple serie.

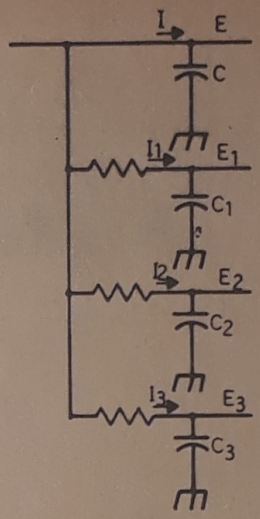


Fig. IX.3. Salida de tensión múltiple paralelo.

conveniente la disposición de pequeños reguladores para cada una de las tensiones requeridas.

Si las tensiones son muy distintas o se manejan potencias importantes resulta conveniente disponer de dos fuentes rectificadoras; también si las exigencias de una de las etapas son mucho más severas y ambas requieren potencias elevadas.

En algunos casos es posible adoptar una fuente combinada, como muestran las Figs. IX.1 a, y la IX.1 b, que simplifican el sistema.

La decisión no debe contemplar solamente la conveniencia de la fuente considerando únicamente los aspectos de carga. Deben analizarse los requerimientos completos de la fuente. Por ejemplo, si se trata de una cadena amplificadora, normalmente estará formada por varias etapas, y cada una puede tener exigencias de consumo, zumbido e impedancia de salida de fuentes distintas, aun pensando en una misma exigencia de tensión para todas. En este caso pareciera más conveniente tener una única fuente; pero si se hace esto se debe trasladar a la misma la mayor de las exigencias anteriores, e igualmente se contemplará la impedancia de fuente común para evitar riesgos de tableteo u oscilaciones de alta frecuencia. Parece más lógico compatibilizar en el proyecto del amplificador las exigencias de cada etapa para simplificar las exigencias de la fuente. La solución será una fuente de salidas múltiples. Las dos formas de implementación más simples son las indicadas en la Figs. IX.2 y IX.3, que denominamos serie y paralelo. Puede también ser una combinación de ambas, como indica la Fig. IX.4.

Para seleccionar el circuito más apropiado se deberá tener en cuenta que el circuito paralelo:

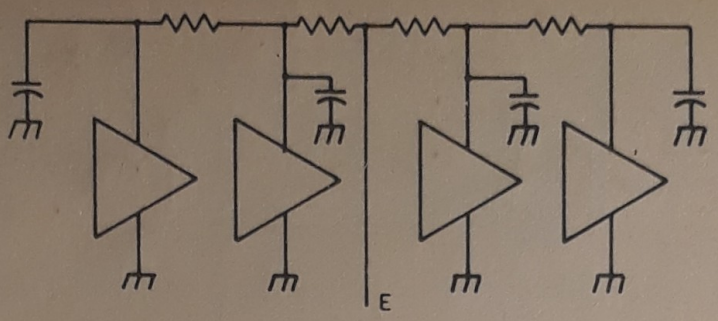


Fig. IX.4. Combinación de alimentación con salidas serie-paralelo.

1) Provee mejor separación entre etapas y menor zumbido a igualdad de capacitores de filtro.

2) Exige tantas barras de distribución como tensiones.

3) Provee mayor independencia entre etapas. La anulación de una cualquiera produce poca o ninguna variación en las demás tensiones.

El circuito serie es recomendable, por otra parte si las tensiones están escalonadas en valor de tensión y en orden decreciente con respecto al sentido de la señal, y sus características resultan inversas a las indicadas anteriormente para la fuente de salidas múltiples paralelo. El requerimiento de potencia en ambos casos es el mismo.

El cálculo de las resistencias en cualquiera de los dos circuitos no presenta dificultad, si son conocidas las tensiones y los consumos.

IX.2. Capacitores de filtro

Los capacitores de filtro incluidos en cada una de las salidas de la fuente múltiple son necesarios para:

1) Tener una reducida impedancia común.

2) Asegurar la exigencia de zumbido para la alimentación.

3) Reducir la impedancia de salida de fuente.

Los tres factores anteriores deben ser tenidos en cuenta en su cálculo. El primer factor implica hacer los cálculos de modo que a través de la impedancia común de la fuente de alimentación se reinyecte una tensión de señal menor a la ganancia entre etapas para la frecuencia más baja que se considere, pero no la de operación.

El segundo factor supone calcular el capacitor de modo que el zumbido transferido por la red de polarización de los dispositivos activos de la entrada sea inferior a la señal en varios órdenes de veces, de modo que la relación señal/(ruido + zumbido) a la salida satisfaga el requerimiento del sistema.

El tercer factor implica que la impedancia de carga debida a la fuente para la frecuencia más baja de operación,

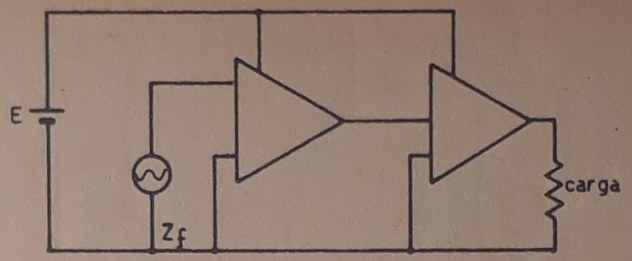


Fig. IX.5. Modo inadecuado de conexión, por la impedancia común Z_f.

$$Z_f = \frac{1}{\omega C} \qquad (1)$$

debe ser varios órdenes de veces menor a la impedancia de carga útil. Interesa, asimismo, que esta impedancia sea baja en alta frecuencia para evitar los efectos inductivos del cable que conecta la alimentación. Esta inductancia, aunque baja, puede modificar la característica de respuesta y originar oscilaciones en sistemas analógicos; puede provocar sobretensiones importantes en los sistemas digitales, los cuales acarrean perturbaciones sobre todo el sistema.

Para que la función de los capacitores de filtro sea efectiva es importante la ubicación de éstos en el circuito. Se puede considerar poco afortunado ubicar los mismos en el bloque de fuentes. Estos capacitores deben producir un efecto local; es decir, conviene que estén formando parte no de la fuente sino de la etapa a alimentar, a fin de evitar los efectos inductivos de un cableado largo. Basta una longitud en la conexión de 5 cm de alambre de 0,5 mm de diámetro, para presentar una inductancia de 0,05 μHy. Para reducir la impedancia de fuente en alta frecuencia puede ser conveniente disponer de un capacitor cerámico en paralelo con el capacitor de filtro, normalmente un electrolítico.

Por otro lado, al disponer el capacitor de filtro localmente, la tensión de aislación del mismo queda asegurada al valor de tensión de fuente descargada.

IX.3. Conexiones de alimentación

La disposición de una barra de distribución única con conexiones a su largo para alimentar cada etapa debe ser evitada, especialmente en los circuitos transistorizados. Los recorridos comunes a varios circuitos forman una impedancia de fuente que puede causar importantes tensiones parásitas. Una mala conexión, o la colocación indebida de un capacitor de filtro, puede hacer fracasar una realización.

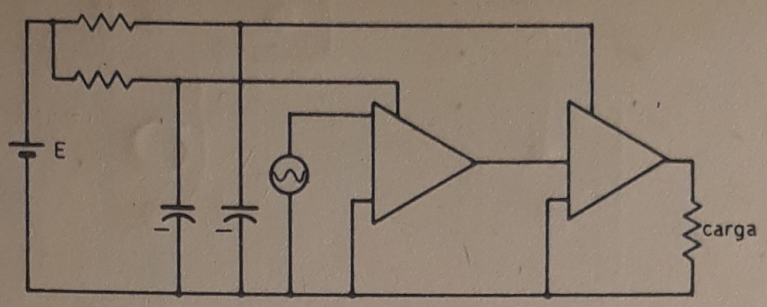


Fig. IX.6. Modo inadecuado de desacople.

La Fig. IX.5 muestra una equivocada disposición de conexiones que crea una innecesaria impedancia común de fuente Zf. Igualmente, una disposición de los capacitores de filtro, como indica la Fig. IX.6, inhibe en gran medida el efecto separador cuya función debiera satisfacer.

Las dificultades de polarización se hacen más críticas cuando se deben alimentar dos etapas iguales, que por ser de potencia no pueden tener celdas de filtrado RC por las caídas inherentes, ni conviene el costo volumen y peso de las celdas L-C. En este caso, las alimentaciones para ambas etapas deben tener su punto de unión sobre los extremos en que la fuente compartida tenga menor impedancia. De este modo, la impedancia común de fuente será la menor posible y predecibles sus efectos por ser conocida. La Fig. IX.7 muestra la disposición en este caso.

Si se usan redes R-C formadas con bajas resistencias para evitar pérdidas, igualmente se debe respetar el criterio anterior, cuidando especialmente el retorno de los capacitores de la red RC. Puede darse el caso en que una disposición equivocada provoque inconvenientes que su ausencia no causaría, especialmente si la capacidad agregada no provee una baja impedancia de fuente frente a la impedancia de carga.

Otro aspecto que debe cuidarse es el de las referencias de masa común

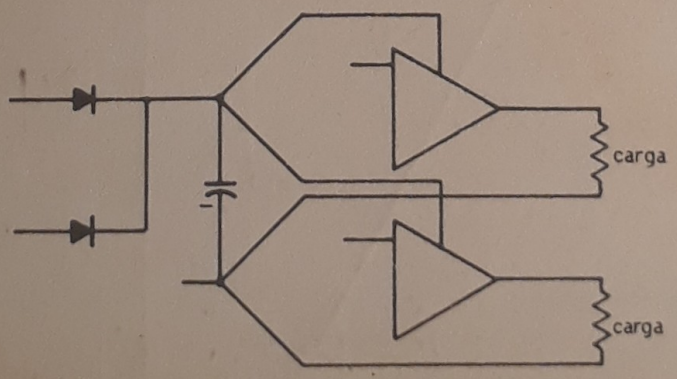


Fig. IX.7. Modo adecuado de conexión.

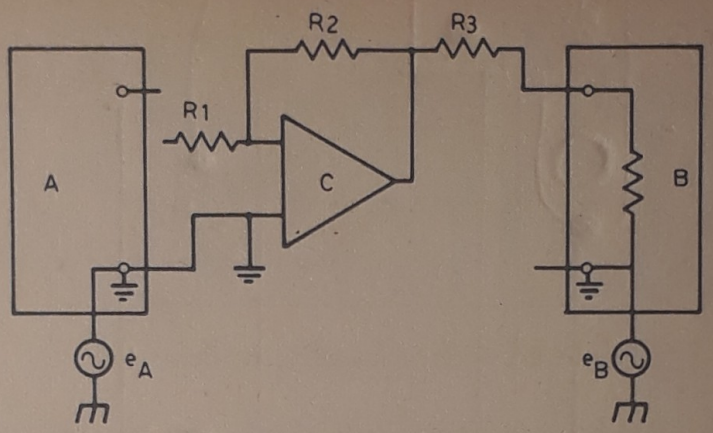


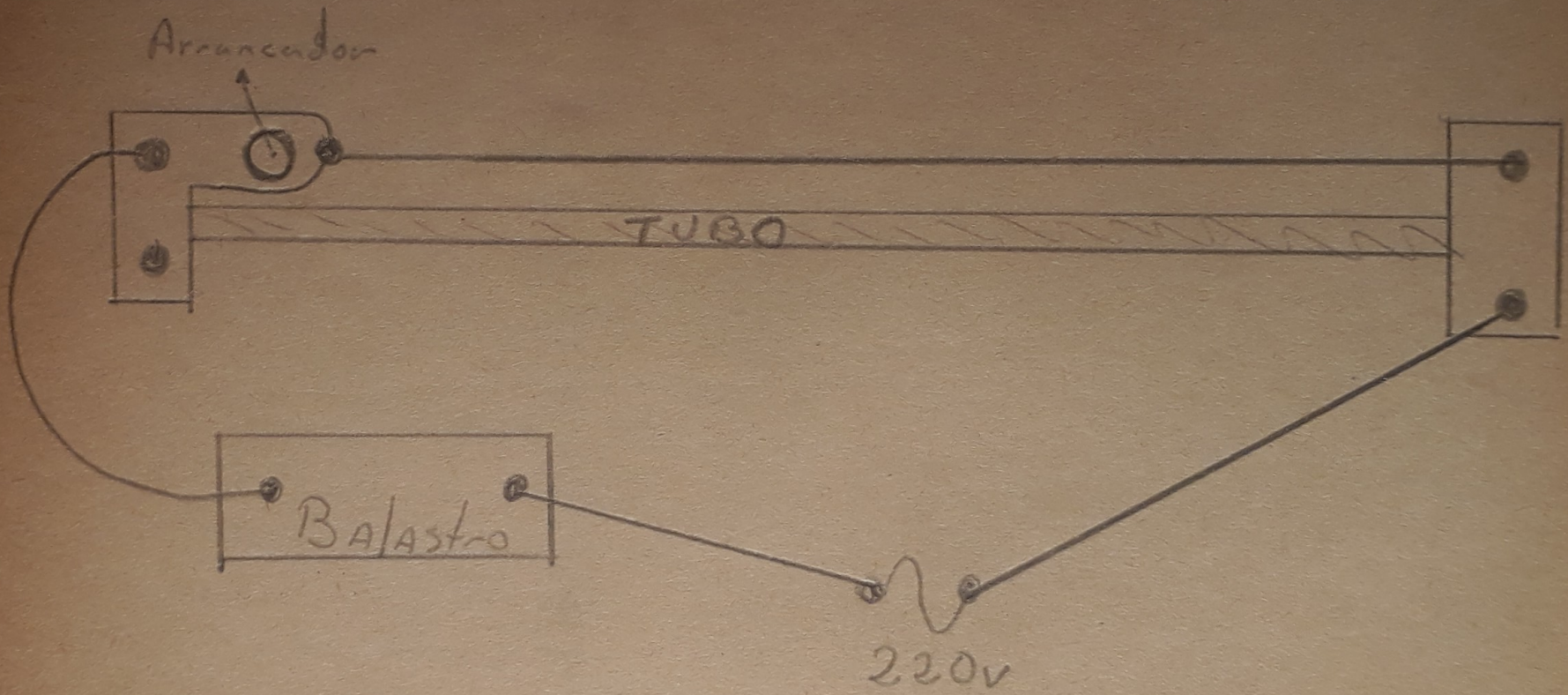
Fig. IX.8. Inconvenientes debidos a la falta de una referencia común.

con tierra de las fuentes. Supongamos que una etapa *C* requiere dos fuentes de alimentación A y B, Fig. IX.8. Las fuentes presentan entre sus masas y tierra diferencias de potencial e_A y e_B. Bastaría que una de estas fuentes estuviese conectada a la masa de la etapa y otra no para poner en peligro el circuito, especialmente si la impedancia de entrada es alta respecto a $R_2 + R_3$. En este caso, la tensión a la entrada de la etapa C puede ser

$$e = e_A - e_B$$

y suficientemente elevada como para provocar la destrucción del dispositivo. En consecuencia, es recomendable tener una referencia de tierra común o prever la unión de sus masas previa a la conexión al sistema.

Se terminó de imprimir en **Impreco Gráfica,**
Viel 1444/48 - Buenos Aires
en el mes de noviembre de 1976.
La tirada consta de 4.000 ejemplares



Conexión de Tubos